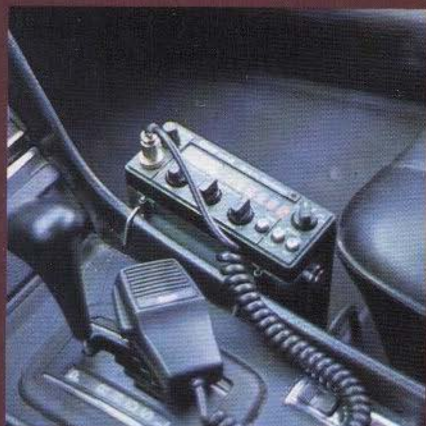
APPLICATIONS du 27 MHz et de la bande amateur 28 - 30 MHz

P. DURANTON





CB







Editions Techniques et Scientifiques Francaises

Applications du 27 MHz

et de la bande amateur 28-30 MHz

OUVRAGES DU MÊME AUTEUR :
(Editions Techniques et Scientifiques Françaises)

« Les nouveaux émetteurs-récepteurs de type WALKIES-TALKIES »

« Construisez vous-même votre RÉCEPTEUR DE TRAFIC »
(4e édition)

« L'émission d'amateur en mobile »
(4e édition, entièrement refondue)

Pierre DURANTON

APPLICATIONS du 27 MHz et de la bande amateur 28 - 30 MHz

Diffusion :
ÉDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 PARIS CEDEX 19

Table des matières

CHAPITRE IV : Emetteurs-récepteurs commerciaux

CHAPITRE V : La télécommande

CHAPITRE VI : Les récepteurs scanners

CHAPITRE VII : Radiotélétypes Téléimprimeurs - Télégraphie automatique

CHAPITRE VIII : Fac-simile - SSTV - TV amateur - TV numérique

CHAPITRE IX : Communications spatiales - Trafic amateur via satellites artificiels - Relais - Répéteurs - Transpondeurs - Ballons sondes - Balises - Trafic Meteor Scatter

CHAPITRE X : Les antennes

CHAPITRE XI : Appareils de mesures

*
* *

Les documents de couverture représentant un satellite et un téléscripteur avec écran de visualisation sont des documents du Centre National d'Etude des Télécommunications (C.N.E.T.). Les trois autres sont de l'auteur.

Introduction

L'extraordinaire popularité de la bande 27 MHz appelée : « Citizen Band » ou en abrégé C.B. nous a incité à décrire dans ce livre, non seulement les applications les plus courantes, telles que les liaisons radioélectriques bien connues et très largement utilisées, mais aussi des applications moins connues et néanmoins fort intéressantes, telles que la télécommande, les liaisons radioélectriques à grandes distances, que ce soit en modulation d'amplitude, en modulation de fréquence ou en bande latérale unique, ou encore en télégraphie manuelle ou automatique, à lecture au son ou à affichage sur un écran de télévision, mais aussi la télévision d'amateur et la télévision à balayage lent à très grande distance ; nous verrons également les liaisons par radiotélétypes, ainsi que les possibilités de liaisons par répéteurs et par satellites artificiels mis à la disposition des amateurs (1).

Un chapitre sera consacré à la réglementation actuellement en vigueur et nous verrons ce qu'il est possible ou non de faire sur la bande 27 MHz et ce qui ne le sera pas, en raison de la réglementation pourra l'être sur la bande voisine, à savoir la bande amateur 28 à 30 MHz et dans quelles conditions.

De nombreux montages allant du plus simple au plus élaboré seront décrits en détail et permettront à tous ceux qui nous auront fait l'amitié de nous lire, de réaliser des circuits aux performances attractives qu'ils pourront utiliser, soit avec des matériels du commerce, soit avec des équipements qu'ils auront eux-mêmes réalisés, et leur plaisir n'en sera que plus évident.

Des conseils, des tours de main, des façons de faire, complétés par des tableaux d'équivalences des composants utilisés dans ce livre permettront d'éviter, nous l'espérons, tout embarras pour se procurer tel ou tel composant ou pour mener à bien la réalisation de tel ou tel montage.

Enfin, des appareils de mesures avec la manière de les utiliser dans les meilleures conditions, des modes de trafic et la terminologie utilisée ainsi que les procédures internationales viendront compléter ce manuel que nous avons voulu aussi complet que possible.

---

(1) Bien que la réglementation de la CB repousse la radiocommande dans la bande des 41 MHz !

CHAPITRE PREMIER

PRELIMINAIRES

La bande dite des 27 MHz est très largement utilisée pour des applications de liaisons radiotéléphoniques soit à partir d'émetteurs-récepteurs portatifs appelés «talkies-walkies» dont la portée est comprise entre quelques centaines de mètres, pour les appareils de très petite puissance, à plusieurs dizaines de kilomètres pour les équipements plus sophistiqués ou professionnels, soit au moyen d'émetteurs-récepteurs mobiles, placés à bord de véhicules terrestres ou maritimes, et de stations fixes, servant de stations de base. Dans ce cas, la portée efficace se trouve augmentée et portée à une cinquantaine de kilomètres et parfois un peu plus.

La bande des 27 MHz est encore utilisée pour des applications de télécommande, mais dans ce cas, la portée excède rarement un kilomètre, pour des raisons pratiques.

En dehors de ces deux types d'applications, cette bande est peu utilisée ; c'est la raison pour laquelle, nous avons voulu décrire l'ensemble non exhaustif des applications que l'on peut mener à bien sur des fréquences qui se situent aux environs des onze mètres de longueur d'onde.

Compte tenu de la réglementation qui diffère entre la bande 27 MHz (dite Citizen Band) et la bande 28 MHz (bande amateur), il est des applications qui sont techniquement possibles sur les deux bandes, mais qui ne le sont aux yeux de la loi que sur l'une ou que sur l'autre.

Ces deux bandes étant très voisines, il y a très peu de différence quant à leurs possibilités techniques ; la propagation des ondes y est semblable et par voie de conséquence, les résultats que l'on est en droit d'en attendre ne diffèrent pas.

La bande 27 MHz, tout comme la bande 28 MHz, se place à la charnière entre les ondes courtes (qui s'arrêtent à 30 MHz officiellement) et les ondes très courtes (ou VHF) qui commencent à 30 MHz ; il va de soi que cette frontière entre les OC et les VHF est un peu floue et que la propagation des ondes ne change pas brutalement lorsque l'on passe des OC aux VHF. Il y a une transition et c'est justement dans le cadre de cette transition que se placent nos deux bandes des 27 et 28 MHz. Comme ces deux bandes ne sont déjà plus vraiment des ondes courtes et pas encore tout à fait des VHF, elles sont régies par un comportement des ondes qui cumule les avantages des ondes courtes aux avantages des VHF, à savoir :

Une onde de sol permettant des liaisons directes à une distance pouvant atteindre près d'une centaine de kilomètres, tout comme les liaisons par VHF, mais en outre,

une onde réfléchie par les hautes couches de l'atmosphère, et qui permet de réaliser des liaisons à l'autre bout du monde, c'est-à-dire à plusieurs dizaines de milliers de kilomètres, ce que ne permettent pas les VHF.

Par contre, si ces deux bandes profitent des avantages des OC et des VHF, il est juste qu'elles supportent également les inconvénients des deux, à savoir :

Une propagation diurne qui diffère de la propagation nocturne (surtout à grande distance) et une propagation saisonnière qui varie avec les saisons de l'année ainsi qu'avec un certain nombre de facteurs tels que par exemple, l'activité solaire.

Nous allons donc commencer par étudier le comportement de la propagation des ondes en fonction de ces différents paramètres.

La propagation des ondes 27 MHz

Considérons tout d'abord deux stations A et B situées à une certaine distance l'une de l'autre (fig. I-1) ; la station A émet et la station B reçoit, ceci pour simplifier les choses ; il apparaît que les signaux émis par A et rayonnés par l'antenne d'émission de A se divisent schématiquement en deux rayonnements : le premier appelé onde directe et qui partant de A arrive directement sur l'antenne de réception de B et le second qui après s'être réfléchi sur la surface de la terre, arrive avec un certain retard en B.

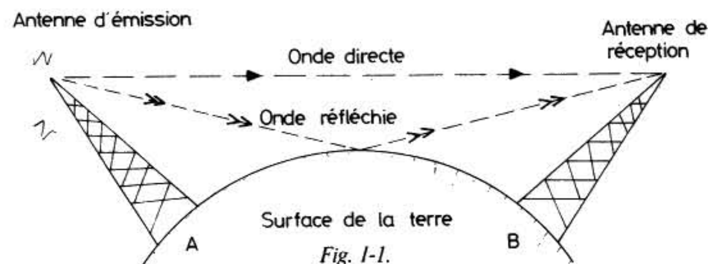


Fig. I-1.

La station B recevra donc un signal composé d'une part de l'onde directe et d'autre part de l'onde réfléchie, ces deux ondes arrivant au même point avec un certain retard l'une par rapport à l'autre, mais compte tenu de la rapidité de transmission des ondes radioélectriques, soit 300 000 km par seconde, la station B ne percevra pas de retard audible entre ces deux signaux incidents.

Il apparaît immédiatement que la courbure de la terre intervient (fig. I-2) et que, si les deux stations A et B sont par trop éloignées l'une de l'autre, l'onde directe partant de A ne pourra plus atteindre B en raison de la ligne d'horizon qui fera obstacle à l'onde directe et seules des ondes réfléchies (par la terre et par l'atmosphère, comme nous le verrons plus loin) pourront alors atteindre B. A titre indicatif, et pour des antennes placées à des hauteurs déjà élevées (comme la Tour Effel par exemple) la ligne d'horizon se situe en moyenne à 100 km, c'est dire que l'onde directe ne pourra que très rarement atteindre des stations situées à plus de 100 km.

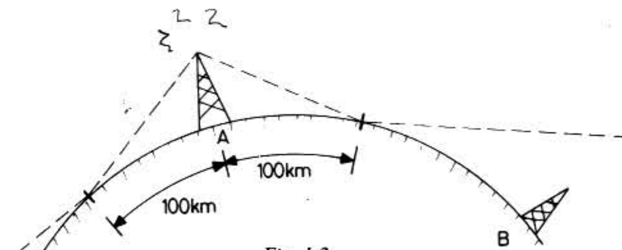


Fig. I-2.

Cette composition de l'onde directe et de l'onde réfléchie sur le sol, donne un résultat qui est lui-même fonction de la fréquence du signal ; plus la fréquence est basse et plus la distance entre les stations A et B pourra être élevée ; par contre, plus la fréquence est élevée et plus la distance entre A et B devra être faible pour que la liaison soit possible à partir de l'onde de sol. Cette courbe (fig. I-3) montre que sur la bande 3,5 MHz, il est très facile de contacter une station à 150 km, alors que sur 14 MHz la station ne devra pas être à plus de 30 à 40 km et sur 27 MHz la limite sera d'une vingtaine de kilomètres.

Cela ne veut pas dire qu'il ne sera pas possible de contacter des stations situées à des distances plus importantes, mais cela signifie qu'au-delà de ces portées limites (moyennes) de l'onde de sol, ce sera une onde réfléchie qui atteindra l'autre station et non plus l'onde directe ou onde de sol.

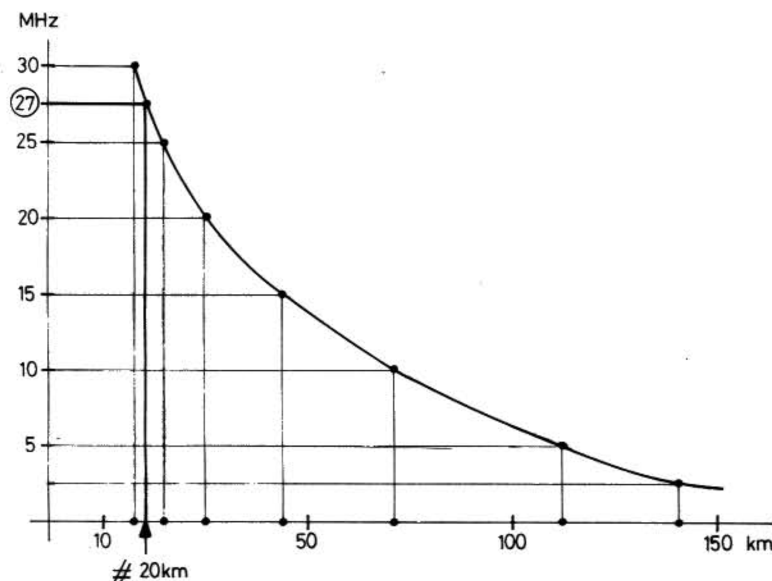


Fig. I-3. — Portée moyenne de l'onde de sol en fonction de la fréquence.

Cette onde réfléchie va l'être tout à la fois par le sol ainsi que par les hautes couches de l'atmosphère terrestre. Là encore, la réflection des ondes sera différente suivant la gamme de fréquences. La figure I-4 montre une coupe de la surface de la terre avec les hautes couches de l'atmosphère où l'on trouve successivement :

— la couche D à 70 km d'altitude ;

— la couche E à 100 km d'altitude ;

— la couche F qui va de 200 à 400 km d'altitude.

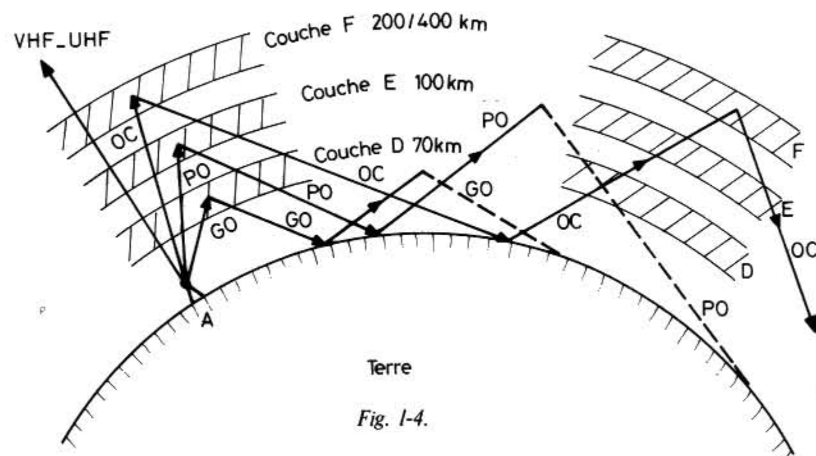


Fig. I-4.

Il apparaît que si un émetteur fonctionne en A, suivant la fréquence de ses signaux, on aura les résultats suivants :

— Si les signaux sont en VHF ou en UHF, c'est-à-dire compris en théorie entre 30 MHz et 400 MHz, mais en pratique à partir de 80 MHz, ces signaux traversent les trois couches et vont en ligne droite dans l'espace intersidéral ; c'est la raison pour laquelle il est possible de contacter des satellites artificiels volant très haut ou des engins se déplaçant à la surface de la lune ou même des véhicules allant explorer telle ou telle planète lointaine, avec des liaisons radioélectriques fonctionnant en VHF ou en UHF.

— Si les signaux sont en grandes ondes (GO), ils se réfléchissent sur la couche D, puis repartent vers le sol, se réfléchissent à nouveau sur le sol, puis à nouveau sur la couche D, mais étant très rapidement absorbés par l'atmosphère, ils ne peuvent pas aller très loin et c'est la raison pour laquelle les émetteurs GO tels que Paris-Inter, Radio-Luxembourg ou Europe N° 1 ne peuvent guère être reçus à plus de 700 ou 800 km ; au-delà c'est impossible.

— Si les signaux sont en ondes moyennes (ou PO), ils traversent la couche D et se réfléchissent sur la couche E puis repartent vers le sol où ils se réfléchissent à nouveau, retraversent la couche D pour se réfléchir à nouveau sur la couche E et repartir vers le sol, etc. ; mais, compte tenu de l'absorption progressive des

signaux, ces derniers ne pourront pas aller très loin et c'est la raison pour laquelle les émissions en ondes moyennes peuvent être reçues jusqu'à des distances de 1 500 à 2 000 km et guère plus ; au-delà c'est très difficile, voire impossible.

— Si les signaux sont en ondes courtes, ils vont traverser successivement la couche D puis la couche E et se réfléchir sur la couche F et revenir vers le sol où ils se réfléchiront à nouveau pour retraverser les couches D et E et se réfléchir encore une fois sur la couche F, revenir vers le sol et continuer ainsi... mais, contrairement aux ondes moyennes et aux grandes ondes qui sont très rapidement absorbées par ces traversées et réflexions successives, les ondes courtes sont relativement peu absorbées et peuvent ainsi parcourir de très grandes distances tout en faisant le tour de la Terre avec une perte d'absorption relativement minime. Il n'est du reste pas rare qu'en écoutant une station sur ondes courtes (sur 29 MHz par exemple) située à quelques kilomètres, on entende parfaitement à la fois l'onde directe, claire et nette et quelques fractions de seconde plus tard l'onde réfléchie, qui ayant fait ainsi le tour de la Terre arrive avec un certain décalage (0,4 à 0,8 seconde) et donne cet effet d'écho très caractéristique.

L'utilisation des ondes courtes permettra donc de recevoir une station soit à partir de l'onde directe (et onde de sol), soit à partir de l'onde réfléchie un plus ou moins grand nombre de fois par les hautes couches de l'atmosphère et par la surface du sol.

De même que les grandes ondes, les ondes moyennes et les ondes courtes ne se réfléchissent pas de la même manière sur les couches D, E et F, les ondes courtes qui couvrent de 2 à 30 MHz ne se réfléchissent pas toutes uniformément, la fréquence 2 MHz étant la limite supérieure des ondes moyennes et la fréquence 30 MHz étant la limite inférieure des VHF ; alors qu'en est-il ? Pour répondre à cette question, il faut diviser schématiquement les ondes courtes en quatre sous-gammes, à savoir :

— la bande qui couvre de 2 à 5 MHz ;

— la bande qui couvre de 5 à 10 MHz ;

— la bande qui couvre de 10 à 20 MHz ;

— la bande qui couvre de 20 à 30 MHz (et qui englobe le 27 MHz).

La bande n° 1 qui couvre de 2 à 5 MHz est appelée « bande marine » ; elle est particulièrement utilisée dans les liaisons entre les navires et les stations à terre car en utilisant cette bande, les liaisons sont possibles de zéro à plusieurs milliers de kilomètres (3 000 à 4 000 km en pratique et guère au-delà) ; mais il n'y a pas « de trou » et l'exemple le plus facile à utiliser est celui de la bande amateur 3,5 à 3,8 MHz dite des 80 mètres, qui permet aux stations de se contacter dans un rayon de 2 000 à 3 000 km et ceci sans qu'il y ait de trou, contrairement aux fréquences supérieures.

La bande n° 2 qui couvre de 5 à 10 MHz permet des liaisons en direct allant de zéro à 1 000 km environ, puis, il y a une zone de silence, puis à nouveau une possibilité de contact avec les ondes réfléchies pour atteindre des distances de 4 000 à 8 000 km, guère plus, mais dans ce cas, l'influence solaire est prépondérante et les liaisons à très grandes distances (8 000 km) sur ces fréquences sont sporadiques et non pas régulières.

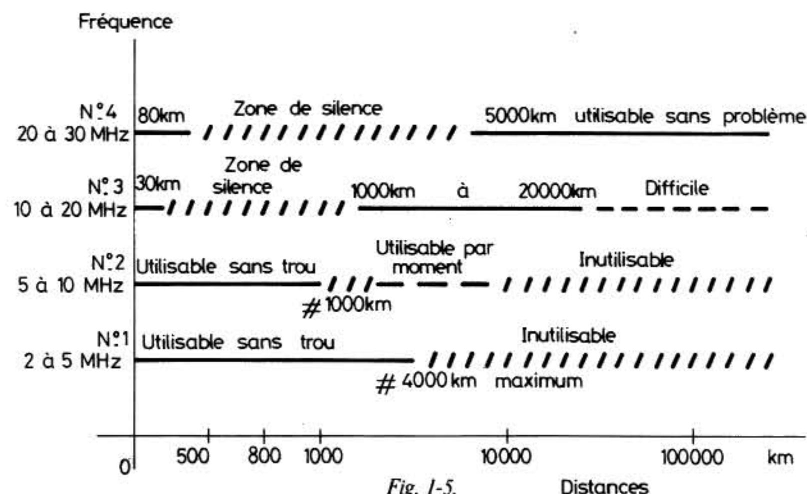


Fig. I-5.

La bande n° 3 qui couvre de 10 à 20 MHz permet des liaisons en direct ne dépassant pas une trentaine de kilomètres, puis une grande zone de silence d'un millier de kilomètres, puis une possibilité de liaison qui va de 1 000 km environ jusqu'à 20 000 km et parfois plus, sans trou ; cette bande est très intéressante et c'est le cas de la bande 14 MHz dite des 20 mètres qui permet de contacter des stations locales, puis des stations qui vont de 1 000 km de distance jusqu'à plus de 20 000 km et quelquefois plus ; c'est la bande la plus utilisée par les radios-amateurs en raison de ces très grandes possibilités de liaisons (et en plus, il y a beaucoup de stations présentes !).

La bande n° 4 qui va de 20 à 30 MHz et qui englobe la bande des 27 MHz ainsi que la bande amateur 28-30 MHz, permet quant à elle des liaisons directes allant jusqu'à 50 ou 80 km (parfois plus, parfois moins) et des liaisons par ondes réfléchies allant jusqu'aux antipodes ; c'est la bande qui permet d'obtenir les plus grandes distances 20 000 ou 30 000 km, voire plus, avec une faible puissance et s'il n'est pas rare que les enfants qui jouent avec un petit « talky-walky » acheté dans un magasin de jouets et fonctionnant sur 27 MHz, entendent des stations situées à 10 000 km et d'avantage, il est tout aussi vrai que les radios-amateurs qui souhaitent contacter les stations les plus éloignées des antipodes utilisent la bande 28 MHz et ceci avec succès ; l'auteur en sait quelque chose puisque ses liaisons avec l'Australie, la Nouvelle-Calédonie, la Nouvelle-Zélande sont toujours réalisées au moyen de la bande 28 MHz et en téléphonie (en modulation d'amplitude à bande latérale unique ou SSB), alors qu'il lui est plus difficile de contacter ces mêmes pays avec la bande 14 MHz ; il y arrive parfois avec la bande 21 MHz qui se trouve à mi-chemin entre la bande 14 MHz et la bande 28 MHz.

De plus, comme la propagation diurne diffère de la propagation nocturne, il faut tenir compte du fait que si l'on est en milieu de journée en France et que l'on contacte l'autre bout du monde, l'autre station se trouve en milieu de nuit et que la propagation ne sera pas la même (diurne à l'une des extrémités et nocturne à l'autre).

Tout cela est tout de même assez complexe et comme nous voulons rester ici dans le domaine de la vulgarisation sans trop nous étendre sur un sujet qui mérite des tomes entiers de littérature technique, on peut résumer les caractéristiques de la bande 27 à 28 MHz en disant que c'est une bande excellente pour les communications à grandes distances (DX en terminologie internationale) mais qui est très sensible aux cycles solaires ; lors des années à forte activité solaire, les résultats seront éblouissants, alors qu'ils seront plus médiocres en période d'activité solaire moyenne. De même, les résultats seront meilleurs pendant la journée et très médiocres voir nuls pendant la nuit. Enfin, la latitude joue un rôle et les liaisons seront plus intéressantes à proximité de l'équateur qu'au voisinage des pôles.

La bande 27-28 MHz est donc une bande qui offre de très larges possibilités mais qui est quelque peu instable quant aux performances à grandes distances.

Le tableau I-5 résume les possibilités de liaisons en fonction de la gamme de fréquences choisies.

Réglementation concernant la CB

Au moment de mettre sous presse, nous apprenons que la Citizen Band est enfin sur le point d'être autorisée en France. La réglementation, qui ne s'oppose pas aux autres règles énoncées aux paragraphes suivants, prévoit que :

— 22 canaux de la bande des 27 MHz seront autorisés,

— la puissance maximale de sortie est limitée à 2 watts,

— et la modulation de fréquence est seule autorisée.

A l'heure actuelle, on parle d'une redevance de 20 F par an, mais qui serait payable par périodes indivisibles de cinq ans, soit 100 F.

Par contre, il est très fortement question de réserver des canaux pour les amateurs de télécommande sur 41 MHz, bande laissée libre par la disparition de la TV 1re chaîne.

CHAPITRE II

LES REGLEMENTATIONS

Les réglementations actuellement en vigueur diffèrent en ce qui concerne les utilisations de la bande 27 MHz, et celles de la bande amateur 28 MHz !

Nous allons donc étudier successivement les réglementations qui s'appliquent au 27 MHz puis venant ensuite la réglementation générale des bandes amateurs décamétriques valable pour la bande 28 à 30 MHz. Des conclusions concernant ces réglementations clôtureront ce chapitre.

Réglementations concernant la bande 27 MHz

L'instruction en date du 28 avril 1978 concernant les matériels radiotéléphoniques privés fonctionnant dans la bande 26,1 MHz à 27,5 MHz définit les spécifications techniques des appareils ainsi que leurs conditions d'exploitation en se rapportant à la recommandation TR 19 de la Conférence Européenne des Postes et Télécommunications.

Ces spécifications définissent trois familles de matériels, à savoir :

a) les appareils dont la puissance apparente rayonnée est inférieure à 100 mW ;

b) les appareils dont la puissance rayonnée par l'antenne est comprise entre 100 mW et 3 W ;

c) les circuits dits « d'appels sélectifs » pouvant équiper les appareils de la deuxième catégorie (100 mW à 3 W).

Les caractéristiques que doivent satisfaire ces trois catégories sont définies ainsi :

APPAREILS DE PUISSANCE APPARENTE RAYONNEE INFERIEURE OU EGALE A 100 mW

Les appareils de cette catégorie doivent donctionner dans la bande 26,960 MHz à 27,280 MHz et de préférence sur l'une des fréquences suivantes :

26,965 MHz - 26,975 MHz - 26,985 MHz - 27,005 MHz - 27,015 MHz
27,025 MHz - 27,035 MHz - 27,055 MHz - 27,065 MHz - 27,075 MHz
27,085 MHz - 27,105 MHz - 27,115 MHz - 27,125 MHz - 27,135 MHz
27,155 MHz - 27,165 MHz - 27,175 MHz - 27,185 MHz - 27,205 MHz
27,215 MHz - 27,225 MHz

A noter que chaque canal se terminant par 45 est exclu de cette liste.

Ce sont des appareils portatifs à antenne télescopique ou non, incorporée ne possédant qu'un seul canal. Aucune sortie d'antenne extérieure ne doit exister sur l'appareil. Toute source d'alimentation autre que l'alimentation incorporée est interdite. Les appareils peuvent fonctionner en modulation d'amplitude A3 ou de fréquence F3 avec un écart entre canaux de 10 kHz.

La fréquence de l'onde est mesurée sans modulation.

L'écart de fréquence de l'onde porteuse par rapport à sa valeur nominale ne doit pas dépasser ± 1,5 kHz.

La puissance apparente rayonnée ne doit pas dépasser 100 mW.

Les rayonnements non essentiels qui sont des rayonnements sur toute fréquence autre que celle de la porteuse et des composantes latérales résultant du processus normal de modulation ne doivent pas dépasser 4 nW (4 nanowatts) sur une fréquence quelconque située dans l'une quelconque des bandes :

41 Mhz à 68 MHz
87,5 MHz à 104 MHz
162 MHz à 230 MHz
470 MHz à 862 MHz

et ne devront pas dépasser 0,25 μW (microwatt) dans les autres bandes de fréquences. Une dérogation pourra être accordée lorsque cette puissance sera inférieure à 0,25 μW quelle que soit la fréquence du rayonnement non essentiel.

Nous ne détaillerons pas ici le processus opératoire destiné à déterminer la puissance émise dans la voie adjacente par l'émetteur.

La puissance dans la voie adjacente est la partie de la puissance totale de sortie d'un émetteur, modulé dans certaines conditions, et émise à l'intérieur de la bande passante d'un récepteur du type utilisé normalement avec l'émetteur considéré. Cette méthode de mesure est assez longue et complexe et nécessite notamment un analyseur de spectre.

Les rayonnements parasites du récepteur seront également contrôlés et ne devront pas dépasser 2 nW, mais là encore une dérogation pourra être accordée lorsque cette puissance sera inférieure à 0,25 μW.

La consommation des appareils doit être inférieure à 500 mW.

APPAREILS DONT LA PUISSANCE ANTENNE EST COMPRISE ENTRE 100 mW et 3 W

Les appareils de cette catégorie peuvent être équipés de plusieurs fréquences commutables mais le nombre de ces fréquences ne doit pas pouvoir excéder six.

Les fréquences que doivent utiliser ces appareils sont choisies parmi les suivantes :

27,290 MHz - 27,320 MHz - 27,330 MHz - 27,340 MHz - 27,350 MHz
27,360 MHz - 27,370 MHz - 27,380 MHz - 27,390 MHz - 27,400 MHz
27,410 MHz et 27,430 MHz

à noter que les fréquences 27,300 - 27,310 et 27,420 MHz sont exclues de cette liste.

Les appareils peuvent fonctionner en modulation d'amplitude A3 ou de fréquence F3 avec un écart entre canaux de 10 kHz.

L'écart de fréquence de l'émetteur, c'est-à-dire l'écart entre la fréquence de l'onde porteuse non modulée mesurée et sa valeur nominale, ne devra pas dépasser ± 1,5 kHz.

La puissance de l'émetteur en régime de porteuse doit être comprise entre 100 mW et 3 W.

Les rayonnements non essentiels de l'émetteur ne devront pas dépasser 4 nW sur une fréquence quelconque comprise dans les bandes :

41 à 68 MHz
87,5 à 104 MHz
162 à 230 MHz
470 à 862 MHz

La puissance des rayonnements non essentiels dans les autres bandes de fréquence ne doit pas dépasser 0,25 μW sur une fréquence quelconque. Une dérogation pourra être accordée lorsque cette puissance sera inférieure à 0,25 μW quelle que soit la fréquence des rayonnements non essentiels.

La puissance émise dans la voie adjacente par l'émetteur ne devra pas dépasser 10 μW.

La puissance des rayonnement parasites du récepteur ne doit pas dépasser 2 nW.

La consommation des appareils doit être inférieure à 20 W.

LES APPELS SELECTIFS

Si l'adjonction d'un dispositif d'appel sélectif à un émetteur récepteur n'entraîne aucune intervention dans les étages de l'émetteur et du récepteur autres que les étages basse-fréquences, ce dispositif peut être présenté en tant qu'appel sélectif aux essais d'homologation mais il devra être accompagné d'un émetteur-récepteur homologué.

Si tel n'est pas le cas, le dispositif d'appel sélectif doit obligatoirement être présenté avec l'émetteur-récepteur associé.

L'émission d'un signal d'appel ne constituant pas un appel sélectif peut être employé.

L'émission d'un signal d'appel, sélectif ou non, ne doit pas pouvoir être établie en permanence.

L'adjonction d'un appel sélectif doit laisser entière la possibilité pour l'utilisateur de procéder à une écoute sur la fréquence d'émission avant l'emploi de l'appel.

Le signal d'appel sélectif doit être constitué par des oscillations de fréquences inférieures à 3000 Hz.

L'émission automatique d'un signal d'accusé de réception de l'appel n'est pas autorisé.

La durée de la mise en porteuse de l'émetteur lors d'un appel doit être inférieure à 5 s.

Le taux de modulation de l'émission pendant un appel doit rester compris entre 80 % et 100 %.

Le taux de distorsion harmonique doit être inférieur à 20 %.

Il apparaît dès lors que les différents appareils dont il a été question jusque là doivent satisfaire à une homologation délivrée par l'Administration des P et T, homologation qui reconnaît officiellement la concordance d'un appareil aux spécifications techniques imposées par l'Administration.

A titre indicatif, la demande d'homologation doit être déposée auprès du Service dont l'adresse est la suivante :

Secrétariat de la Commission d'Agrément des Installations Terminales Privées

Affaires Commerciales - Bureau F4

20, rue Las Cases, 75700 Paris
Tél. : (1) 551-47-21

Mais il est certaines catégories d'appareils radio-électriques de faible puissance et de faible portée dont l'utilisation est autorisée de plein droit ; dans ce cas, leur numéro d'homologation est suivi des lettres PPL (Postes Privés Libres), c'est-à-dire utilisables sans licence. Aucune taxe n'est perçue sur l'utilisateur et ils ne sont pas soumis à déclaration par les vendeurs ; ils sont en outre utilisables en mer ; ce sont donc des émetteurs-récepteurs assimilables à des jouets, dont les caractéristiques techniques essentielles sont les suivantes :

— exclusivement portatifs (ne peuvent pas être alimentés ni par une batterie de voiture, ni par le secteur) ;

— modulation d'amplitude ;

— un seul canal dans la bande 26,960 MHz à 27,280 MHz ;

— antenne fouet de 1,5 m au maximum fixée au coffret et pas d'antenne extérieure ;

— puissance apparente rayonnée inférieure à 5 mW ;

— puissance maximale d'alimentation de 300 mW.

En dehors de ces walkies-talkies de faible puissance considérés par l'Administration comme jouets, il est d'autres catégories d'appareils pouvant fonctionner sur la bande 27 ou 28 MHz dont l'utilisation est autorisée de plein droit, à savoir :

— Des boucles d'induction fonctionnant sur des fréquences inférieures à 150 kHz (ou sur 27 MHz si la puissance est très faible).

— Des microphones émetteurs destinés à l'établissement de liaisons à courte distance fonctionnant avec une puissance apparente rayonnée inférieure à 1 mW sur l'une des fréquences prévues à cet effet.

— Des dispositifs divers destinés à la télécommande ou à la télémesure par de brefs signaux éventuellement modulés fonctionnant avec antenne incorporée sur des fréquences de la bande 26,960 MHz à 27,280 MHz et dont la puissance apparente rayonnée est au plus égale à 5 mW.

— Des radio-téléphones exclusivement portatifs fonctionnant en modulation d'amplitude dans la bande 26,960 MHz à 27,280 MHz et présentant les caractéristiques suivantes :

— élément rayonnant fixé directement au coffret (1,5 m de longueur maximale) ;
— puissance maximale apparente rayonnée : 5 mW ;
— puissance maximale d'alimentation : 300 mW.

Des dispositifs de radio-localisation de faible puissance pour la détection de mouvement et l'alerte dont la puissance isotrope rayonnée équivalente est au plus égale à 300 mW dans le lobe de rayonnement principal et fonctionnant dans les bandes de fréquences prévues à cet effet.

Il est rappelé en outre que « les appareils ainsi concernés doivent satisfaire aux normes générales exigibles des stations radio-électriques privées et porter les marques distinctives fixées par le ministre des Postes et Télécommunications ».

Cette réglementation a été publiée au *Journal Officiel* en date du 30 mars 1978 qui abroge notamment l'arrêté du 15 décembre 1970 qui déterminait les catégories d'appareils radio-électriques de faible puissance et de faible portée dont l'utilisation était autorisée de plein droit.

Par contre, la réglementation est très sévère en ce qui concerne l'utilisation des appareils dont la puissance est supérieure à 100 mW et qui nécessite une licence délivrée par la direction régionale des Télécommunications dont dépend le domicile de l'acheteur et le paiement d'une taxe annuelle radio-électrique.

En ce qui concerne les appareils dont la puissance antenne est comprise entre 5 mW et 100 mW, la licence est du type ERPP 27, ils ne peuvent utiliser qu'un seul canal dans la bande 26,965 MHz à 27,225 MHz.

Pour les émetteurs-récepteurs dont la puissance antenne est comprise entre 100 mW et 3 W, leur utilisation nécessite également une licence qui n'est délivrée que pour l'exercice d'activités à caractère professionnel, économique ou social. Elle n'est pas admise pour les simples loisirs, ni sans justification. Les taxes à payer sont calculées d'après la puissance et d'après la distance de la liaison. La vente de ces postes doit être déclarée à l'administration des Télécommunications.

Les interconnexions entre stations appartenant à des réseaux distincts sont interdites. Ces appareils ne sont pas utilisables en mer, sauf si le poste est homologué pour fonctionner sur la fréquence 27,305 MHz.

Le nombre de canaux est limité à 6 qui doivent être répartis à l'intérieur de la bande 27,290 MHz à 27,430 MHz. Il est possible d'y adjoindre une antenne extérieure, ainsi qu'une alimentation extérieure (utilisation en mobile) ou une alimentation par le secteur (station de base).

Il est rappelé en outre, que seuls les émetteurs-récepteurs conformes à un type homologué peuvent être utilisés. Toute modification technique apportée aux appareils homologués (notamment antenne extérieure si elle est interdite, *augmentation de la puissance par amplificateur linéaire, etc.)* peut motiver l'application des pénalités pour émission sans autorisation.

Les fonctionnaires des Télécommunications et du ministère de l'Intérieur sont habilités à effectuer des prélèvements de matériel pour vérifier la conformité avec le prototype présenté au laboratoire.

Note importante : Le canal 27,440 MHz est réservé à la Croix Rouge Française et aux associations de Protection Civile.

Une autre réglementation concerne les appareils et dispositifs de recherche de personnes, à savoir :

REGLES D'EXPLOITATION DES DISPOSITIFS DE RECHERCHE DE PERSONNES

Cette réglementation en date du 27 décembre 1976 stipule : les dispositifs de recherche de personnes ne sont autorisés qu'à l'intérieur d'une même propriété et seulement pour des communications entre une station de base et des stations mobiles.

Le matériel d'émission et de réception doit être homologué.

Les fréquences réservées à cet usage sont :

A - **Sens de l'appel :** station de base vers stations mobiles.

1° Dans le cas de brefs signaux codés (uniquement le code d'appel proprement dit).
Fréquence : 27,120 MHz.
Fréquences de dégagement : 25,073 MHz et 26,135 MHz.
Classe d'émission : A2 pour écartement entre canaux de 10 kHz.
Puissance maximale autorisée : 5 W.

A noter que ces matériels peuvent également fonctionner sur 31,300 MHz et en UHF sur 446,475 MHz et 446,525 MHz, mais celà sort du cadre de cet ouvrage.

2° Dans le cas de signaux vocaux ou de messages parlés.
Fréquence : 27,120 MHz.
Fréquences de dégagement : 25,073 MHz et 26,135 MHz.
Classe d'émission : A3 pour écartement entre canaux de 10 kHz.
Puissance maximale autorisée : 5 W.

B - **Sens de la réponse :** stations mobiles vers station de base.

1° Dans le cas de brefs signaux codés (uniquement le code d'accusé de réception proprement dit).
Fréquence : VHF (152,010 MHz) ou UHF (445,500 MHz) donc pas de possibilité sur 27 MHz en théorie.

2° Dans le cas de signaux vocaux ou de messages parlés : ils ne sont pas autorisés.

REGLEMENTATION CONCERNANT L'UTILISATION DE WALKIES-TALKIES DANS LA BANDE 27 MHz EN MARITIME MOBILE (utilisation en mer)

Définition : dans la gamme des 27 MHz, les seuls émetteurs-récepteurs-récepteurs portatifs (ERPP 27) utilisables dans le service mobile maritime sont des appareils fonctionnant :

— sur une fréquence préréglée prise dans les bandes 26,960 à 27,030 MHz et 27,050 à 27,280 MHz ;

— avec une puissance d'émission maximale de 100 mW ;

— avec leur antenne incorporée d'origine.

Les appareils doivent être d'un type homologué.

L'utilisation d'émetteurs-récepteurs d'une puissance supérieure à 100 mW et notamment les appareils dits « 3 W » est interdite en mer.

Liaisons admises : l'emploi des appareils ERPP 27 est autorisé pour l'établissement des liaisons :

— à bord d'un navire ;

— entre navires ;

— entre navires et la terre.

L'autorisation d'utilisation des émetteurs-récepteurs n'est délivrée que pour les eaux territoriales françaises et la haute mer, elle n'est donc pas valable pour une tuilisation dans les eaux territoriales étrangères.

Remarque importante : la fréquence de détresse dans la bande 27 MHz est de : 27,305 MHz.

REGLEMENTATION CONCERNANT L'UTILISATION DES « MICROPHONES EMETTEURS » DANS LA BANDE 29,7 MHz à 41 MHz

Des dérogations aux conditions techniques applicables aux appareils utilisés dans les stations radioélectriques privées sont consenties en faveur des émetteurs de faible puissance dits « microphones émetteurs » destinés à l'établissement de liaisons à très courtes distances.

Il convient de noter que ces fréquences, qui sont situées à l'intérieur de la bande 29,7 à 41 MHz, ne sont pas attribuées exclusivement à ces appareils. Il en résulte que les autorisations les concernant sont délivrées sous réserve que les utilisateurs acceptent de suspendre leurs émissions sur simple notification dans le cas où elles apporteraient des perturbations à un service autorisé de radiocommunications et de ne les reprendre qu'après avoir mis en œuvre toutes mesures utiles pour mettre fin à ces brouillages.

La même fréquence pouvant être assignée à plusieurs utilisateurs aucune garantie ne peut être apportée par l'administration en ce qui concerne les brouillages qui pourraient en résulter.

La puissance de sortie fournie à l'antenne ne doit pas dépasser 1 mW. Pour tout rayonnement non essentiel de l'émetteur, la puissance moyenne fournie à l'antenne doit être inférieure à 10 μW.

La fréquence assignée à ces appareils est choisie parmi les fréquences suivantes : 32,8 MHz, 36,4 MHz et 39,2 MHz.

A noter que la fréquence 39,2 MHz ne sera toutefois autorisée que lorsque les conditions d'utilisation seront telles qu'il ne risque pas d'en résulter de gêne importante aux réceptions de télévision.

Réglementation concernant la télécommande

Par station de télécommande d'amateur, on entend l'ensemble des installations radio-électriques (émetteurs et récepteurs) appartenant à un même permissionnaire, utilisées en un lieu et destinées uniquement à guider les modèles réduits (avions, bateaux, véhicules divers) au moyen d'ondes radio-électriques.

Une station de télécommande d'amateur ne peut être détenue ou utilisée que par une personne âgée de plus de 16 ans et titulaire d'une autorisation administrative spéciale.

Toute station de télécommande d'amateur est établie, utilisée et entretenue par les soins et aux risques du permissionnaire. L'Etat n'est soumis à aucune responsabilité à raison de ces opérations.

En règle générale, les stations de télécommande d'amateur ne font pas l'objet d'un contrôle préalable avant mise en service, mais elles doivent être accessibles en tout temps aux fonctionnaires des ministères de l'Intérieur et des PTT chargés du contrôle.

Elles peuvent être déplacées sur toute l'étendue du territoire métropolitain. Le titulaire de la licence doit, toutefois tenir la direction des Télécommunications du réseau international, immeuble PTT, Bercy, 75584 Paris Cédex 12, au courant de tout changement de domicile.

Aucun certificat d'opérateur n'est exigé pour manœuvrer les stations de télécommande d'amateur, mais les permissionnaires peuvent avoir à faire la preuve que les stations satisfont bien aux conditions fixées. Ils doivent être à même de les modifier suivant les prescriptions qui pourraient éventuellement leur être données à cet effet.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Dans la bande des 27 MHz, les stations de télécommande d'amateur doivent fonctionner entre 26,960 MHz et 27,280 MHz. Ces fréquences doivent être décalées dans la bande des 41 MHz.

A titre indicatif, ces stations peuvent également fonctionner entre : 72,000 et 72,500 MHz, 144,000 et 145,000 MHz et 436,000 à 437,000 MHz, mais ces trois gammes ne concernent pas cet ouvrage.

La fréquence émise doit être aussi stable et aussi exempte de rayonnements non essentiels que l'état de la technique le permet pour une station de cette nature.

La puissance alimentation des stations de télécommande d'amateur est limitée à 5 W. Par puissance alimentation, on entend la puissance fournie à l'étage final de l'émetteur attaquant le dispositif rayonnant (l'antenne).

Les émetteurs et les récepteurs ne doivent être la cause d'aucune gêne pour les récepteurs voisins. En particulier, les récepteurs de type super réaction doivent être conçus et réalisés de façon à éviter tout rayonnement nuisible et comporter obligatoirement un étage séparateur entre le dispositif oscillateur et le collecteur d'ondes (antenne).

Les permissionnaires devront supporter les brouillages susceptibles de se produire du fait de l'utilisation d'autres stations radio-électriques et notamment du fait des applications industrielles, scientifiques ou médicales de l'énergie électrique utilisant la bande de fréquences comprises entre 26,960 MHz et 27,280 MHz.

Les stations de télécommande d'amateur sont assujetties au paiement d'une taxe annuelle, cette taxe devant être acquittée dans tous les cas, même s'il n'est pas fait usage de l'installation.

Les licences d'amateur restreintes à la télécommande sont accordées à titre précaire. Elles peuvent être retirées à tout moment sans justification ni indemnité. Il en est notamment ainsi, sans préjudice des poursuites judiciaires, si la station est utilisée pour transmettre ou recevoir des correspondances ou si elle apporte un trouble quelconque au fonctionnement des radio-communications des services publics.

Les licences d'amateur restreintes à la télécommande ne peuvent être transférées à des tiers.

Toute cession, même gratuite, d'une station de télécommande d'amateur doit être déclarée dans le délai d'un mois à compter du jour de la cession, par lettre recommandée avec avis de réception, adressée au service chargé de la délivrance des licences. Le cédant doit s'assurer de l'identité du cessionnaire et faire mention dans sa déclaration des nom, prénom, date et lieu de naissance, et domicile ou à défaut résidence de l'acquéreur.

DISPOSITIONS PENALES

D'après le code des PTT, article L 39, il apparaît :

« Quiconque transmet, sans autorisation des signaux d'un lieu à un autre, soit à l'aide d'appareils de télécommunication, soit par tout autre moyen est puni d'un emprisonnement d'un mois à un an et d'une amende de 3600 F à 36 000 F.

En cas de condamnation le ministre des PTT peut ordonner la destruction des installations ou moyens de transmission.

Les dispositions du présent article sont applicables aux infractions commises en matière d'émission et de réception des signaux radio-électriques de toute nature. »

Et l'article L 42 stipule quant à lui :

« Toute personne qui, sans l'autorisation de l'expéditeur, ou du destinataire, Divulgue, Publie ou Utilise le contenu des correspondances transmises par la voie radio-électrique ou révèle leur existence est punie des peines portées à l'article 378 du code pénal. »

MATERIELS MANŒUVRES PAR DES TIERS

Il est des cas où l'administration autorise des tiers à utiliser des matériels, ces cas sont les suivants :

1° Pour des réseaux dont les mobiles sont appelés à se déplacer sur la voie publique, l'accord est donné seulement dans le cas où les tiers ne sont équipés que de récepteurs et qu'en outre le salarié de l'entreprise qui manœuvre l'émetteur conserve un contrôle réel de l'exploitation et en assure la responsabilité : exemple Auto ou Moto-écoles, visites de monuments... etc.

2° Pour des réseaux dont l'action est limitée à une propriété privée, l'accord est donné pour des tiers manœuvrant des émetteurs-récepteurs en présence effective sur la propriété (donc à vue) d'un salarié de l'entreprise manœuvrant également un émetteur-récepteur et qui assure la responsabilité de l'exploitation : exemple : auto-écoles sur pistes privées.

Dans tous les autres cas, l'administration oppose un refus.

Cette décision est en date du 18 octobre 1978.

TELECOMMANDE HF

La fréquence 27,120 MHz sera réservée aux applications telles que :
- télécommande à usage industriel (portée 20 à 50 m) ;
- télécommande d'ouverture de portes ;
- machine à souder les sacs en plastique..., etc.

Note du ministère des Affaires sociales concernant la télécommande

On peut distinguer trois sortes de télécommandes :
- semi-automatique ;
- automatique unilatérale ;
- automatique bilatérale.

1° Dans la commande semi-automatique, l'opérateur de la station émettrice donne un signal qui est perçu par le récepteur et transformé par celui-ci en impulsion agissant sur les appareils de commande des mécanismes.

2° Dans la commande automatique unilatérale, l'opérateur est supprimé, et la commande est assurée non plus par un opérateur mais par un système mécanique ou électrique, dont les conditions d'intervention sont définies à l'avance. Cette intervention peut se faire sur une seule opération ou sur un cycle d'opérations (télécommande programmée).

3° Dans la télécommande automatique bilatérale, le réseau est constitué par un ensemble de deux stations émettrices-réceptrices, le trafic pouvant se faire sur une ou plusieurs fréquences.

La télécommande semi-automatique permet, par exemple, la conduite à distance d'un engin de levage à partir d'un émetteur portatif et ce, dans la proximité immédiate de l'objet manutentionné, ce qui présente des avantages incontestables du point de vue de la sécurité.

Ce système apporte ainsi une solution intéressante à l'application des prescriptions du décret du 23 août 1947 modifié, relatif à l'utilisation des appareils de levage et, plus particulièrement à celles de l'article 25 de ce décret, concernant les manœuvres.

La télécommande automatique unilatérale peut présenter un intérêt dans le cas où l'emplacement du poste de travail expose l'ouvrier à un risque ou à une ambiance pénible.

La télécommande automatique bilatérale présente les mêmes caractéristiques que la précédente et assure les mêmes services. Cependant, comme elle comporte deux fréquences, une d'appel, une de réponse, elle est mieux protégée contre les brouillages éventuels.

Toutefois, les deux derniers systèmes ci-dessus sont aveugles et comportent, de ce fait, un risque sérieux, ce qui limite les cas où leur emploi peut être souhaité, à ceux où l'appareil commandé évolue dans une zone inaccessible aux personnes.

Limites d'utilisation

Les limites d'utilisation peuvent résulter de l'insuffisance des performances techniques ou être imposées par des dispositions réglementaires.

a) Les performances techniques concernent principalement la qualité de l'émetteur et celle de la transmission et la portée de l'émetteur. La qualité de la transmission se caractérise par l'intensité du signal et l'insensibilité au brouillage.

Pour les appareils aux performances les plus modestes, la portée de la transmission peut atteindre, dans certains cas particulièrement favorables (en pleine mer, en rase campagne) une dizaine de kilomètres. Mais d'une manière générale, elle reste très en dessous de cette valeur ; en zone urbaine, elle n'excède guère quelques centaines de mètres dans certaines conditions particulièrement défavorables.

Néanmoins, il importe de préciser que les distances ci-dessus sont souvent suffisantes dans la pratique.

b) Les dispositions réglementaires exigent que la demande de licence soit justifiée, en effet, l'utilisation du dispositif radio-électrique n'est autorisée que dans le cas où une liaison par fils présente des difficultés.

L'administration des PTT fixe, dans chaque cas particulier, la puissance et la fréquence autorisées et peut, dans le cas de la télécommande ou de la télémesure, limiter la durée des périodes d'émissions autorisées. La licence ne comporte aucun privilège.

Cette note du ministère des Affaires sociales précise en outre les risques attachés à l'utilisation de moyens radio-électriques :

Les risques

L'utilisation des réseaux radio-électriques privés n'est pas sans présenter certains risques. Ces risques sont de deux ordres :
- l'un affecte l'exploitation du réseau ;
- l'autre résulte de l'utilisation même du réseau.

A - Risque affectant l'exploitation du réseau :

A part la panne qui peut constituer un risque mais qui n'est pas abordé dans la présente note, le risque à envisager est le brouillage, qui peut provenir :
- soit d'une station étrangère ;
- soit de parasites radio-électriques d'origine industrielle ou atmosphérique.

1° Brouillage par station étrangère : la licence ne comportant aucun privilège, des autorisations peuvent être accordées à deux ou plusieurs utilisateurs proches les uns des autres et émettant sur des fréquences voisines, voire sur la même fréquence. Dans ce cas, il y a risque de brouillage par interférence, voire d'erreur sur l'origine des ordres.

2° Brouillages par parasites : le brouillage par parasites peut avoir une origine atmosphérique ou industrielle, cette dernière étant de beaucoup la plus gênante.

Le brouillage industriel est ressenti au voisinage :

— des lignes de transport d'énergie électrique, principalement s'il s'agit de lignes à haute tension ;

— des appareils électriques générateurs d'étincelles : moteurs à collecteurs, soudeuses à l'arc, barrières électriques, gâches électriques de portes, enseignes lumineuses à haute tension, bougies d'allumage de moteurs à explosion, etc.

B - Risque provoqué par l'utilisation même du réseau :

L'utilisation d'un réseau radio-électrique privé peut provoquer l'inflammation de mélanges explosifs et de détonateurs électriques utilisés dans les mines et carrières.

1° Inflammation de mélanges explosifs : l'énergie des étincelles de rupture de contact peut, dans certains cas, atteindre des valeurs suffisantes pour provoquer l'inflammation d'un mélange explosif.

2° Inflammation de détonateurs électriques : l'énergie des ondes électromagnétiques mises en jeu lors du fonctionnement des émetteurs peut être de valeur suffisante pour provoquer l'inflammation de détonateurs électriques utilisés dans les mines et carrières. Ce risque a été étudié par l'Institut des fabricants d'explosifs des U.S.A. qui, dans le cas particulier des réseaux privés, donne, en fonction de la puissance de l'émetteur, les distances minimales de sécurité à observer, entre autres :

Puissance :	1 à 10 W	Distance à observer :	1,5 m
	10 à 30 W		3 m
	30 à 60 W		4,9 m

Pour les puissances inférieures à 1 W, il n'y a probablement aucun danger, quelles que soient les positions relatives de l'antenne et du circuit de mise à feu. Avec des émetteurs de 1 W par contre, des circuits résonnant sur les fréquences courantes de 27 à 72 MHz, couplés à quelques centimètres de l'antenne-fouet, pourraient se révéler capables d'amorcer un détonateur.

Par mesure de sécurité, on pourrait donc adopter une distance minimale de 1,5 m pour les émetteurs travaillant sur ces fréquences en modulation d'amplitude ou en modulation de fréquence lorsque la puissance est au plus égale à 1 W.

Conclusion de cette note :

« Il ressort de cette note que, sous réserve que les précautions aient été prises contre le risque de brouillage, les réseaux radio-électriques privés offrent des possibilités intéressantes en matière de prévention dans la plupart des professions. »

Cette note date de juillet 1967 et fut éditée par l'Institut national de Sécurité.

Après avoir vu en détail la réglementation propre à la bande 27 MHz, nous donnons maintenant la réglementation qui concerne les stations d'amateur fonctionnant plus particulièrement dans la bande 28 à 30 MHz.

Dispositions générales

Une station d'amateur est une station radio-électrique qui participe à un service d'instruction individuelle, d'intercommunications et d'études techniques effectué par des personnes dûment autorisées, s'intéressant à la technique de la radioélectricité à titre uniquement personnel et sans intérêt pécuniaire.

Une station d'amateur comprend l'ensemble des installations radio-électriques appartenant à une même personne et utilisées pour participer au service susvisé.

Une station d'amateur ne peut être détenue ou utilisée que par une personne titulaire d'une autorisation délivrée par le ministère des PTT, après avis favorable des autres ministères intéressés.

L'autorisation est délivrée sous forme de licence ; elle est accordée pour l'année en cours, quelle que soit la date de sa délivrance. Elle se renouvelle chaque année par tacite reconduction.

Le demandeur ne doit procéder à aucune émission avant d'avoir reçu sa licence et la notification de l'indicatif d'appel attribué à sa station.

Toute station d'amateur est établie, exploitée et entretenue par les soins et aux risques du titulaire de l'autorisation. L'Etat n'est soumis à aucune responsabilité à raison de ces opérations.

Les caractéristiques techniques des stations, de même que les conditions d'exploitation, sont soumises aux restrictions nécessitées par les besoins et le bon fonctionnement des services publics et sujettes aux modifications qui pourraient être imposées par actes législatifs, réglementaires ou administratifs d'ordre intérieur et par l'application des conventions et réglements internationaux.

Toute cession d'une station d'émission doit faire l'objet d'une déclaration adressée à la direction des services radio-électriques à Paris. Cette déclaration doit comporter le nom et l'adresse du nouveau détenteur de la station.

La demande d'autorisation d'émission est établie sur formule spéciale n° 706 accompagnée de 3 fiches de renseignements et doit être accompagnée du schéma détaillé et clair des éléments de la station.

Elle donne lieu, en outre, au paiement d'une taxe de constitution de dossier.

Le certificat d'opérateur

Le matériel d'émission d'une station d'amateur ne peut être manœuvré que par une personne autorisée, titulaire du certificat d'opérateur radiotélégraphiste-radiotéléphoniste.

Toutefois, un émetteur fonctionnant exclusivement au moyen de fréquences supérieures à 144 MHz peut être manœuvré par une personne autorisée, titulaire du seul certificat d'opérateur radiotéléphoniste (à noter que cela ne s'applique pas pour l'utilisation de la bande 28 à 30 MHz qui nécessite un certificat complet de radiotélégraphiste et radiotéléphoniste).

Le certificat d'opérateur amateur est délivré par la direction des services radioélectriques, après examen qui donne lieu au paiement d'un droit. Les candidats doivent être âgés de 16 ans révolus au jour de l'examen.

L'examen peut être passé :

— soit au domicile du candidat, sur la station décrite dans sa demande et mise au point sur antenne fictive non rayonnante ;

— soit sur la station d'un amateur dûment autorisé, s'il s'agit d'un opérateur supplémentaire de cette station ;

— soit dans les centres d'examen organisés.

(Et en particulier dans les Radio-Clubs possédant une station avec un indicatif d'appel.)

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES DES STATIONS

Les émetteurs peuvent être pilotés par un maître oscillateur à fréquence fixe (quartz) ou réglable.

Ils doivent comporter au moins trois étages (un étage oscillateur, un étage séparateur-multiplicateur, un étage amplificateur de puissance).

Les limites de bandes doivent être indiquées sur le cadran des fréquences de l'émetteur, d'une manière très précise.

Les émetteurs doivent être munis d'appareils de mesure permettant de suivre les conditions de fonctionnement des différents étages. Les émetteurs fonctionnant sur ondes décamétriques doivent en outre comporter un système de manipulation.

Les émissions effectuées par des procédés spéciaux et qui ne permettraient pas la réception ou la compréhension des messages sont interdites. (Cela correspond notamment aux dispositifs de codage des communications.)

Les classes d'émission suivantes peuvent seules être utilisées :

— A1 : Télégraphie sans modulation par une fréquence audible (manipulation par tout ou rien).
— A2 : Télégraphie par manipulation par tout ou rien d'une ou plusieurs fré- quences audibles de modulation ou par manipulation par tout ou rier de l'émission modulée.
— A3 : Téléphonie (modulation d'amplitude).
— A3A : Téléphonie (modulation d'amplitude) à bande latérale unique onde po teuse réduite.
— F1 : Télégraphie dans modulation par une fréquence audible (manipulatio par déplacement de fréquence).
— F2 : Télégraphie par manipulation par tout ou rien d'une fréquence audible de modulation de fréquence, ou par manipulation par tout ou rien d'une émission modulée en fréquence.
— F3 : Téléphonie (modulation de fréquence ou de phase).

La fréquence émise par une station d'amateur doit être aussi stable et aussi exempte de rayonnements non essentiels que l'état de la technique le permet pour une station de cette nature.

En régime de porteuse non modulée, le taux de modulation résiduel doit être tel qu'aucune réception ne soit possible sans une hétérodyne de battement.

Les bandes de fréquences attribuées en France au service amateur sont les suivantes :

3,5	MHz à	3,8	MHz
7	MHz à	7,10	MHz
14	MHz à	14,35	MHz
21	MHz à	21,45	MHz
28	MHz à	29,70	MHz

L'utilisation de ces bandes de fréquences (objet de cet ouvrage) est interdite aux amateurs non titulaires du certificat d'opérateur radiotélégraphiste.

144	MHz à	146 MHz	
430	MHz à	440 MHz	
1 215	MHz à	1 300 MHz	
2 300	MHz à	2 450 MHz	(bande partagée)
5 650	MHz à	5 850 MHz	
10 000	MHz à	10 500 MHz	
21 000	MHz à	22 000 MHz	

Les amateurs doivent veiller tout particulièrement à ne causer aucun brouillage aux stations officielles fonctionnant dans les bandes partagées, sous peine de s'en faire interdire l'usage.

En limite de bande, les amateurs doivent tenir compte de la largeur de bande de l'émission et de la dérive possible du pilote.

Les stations doivent être pourvues de dispositifs permettant de mesurer les fréquences et de repérer avec précision les limites de bande. Elles doivent également disposer d'une antenne fictive simple non rayonnante au moyen de laquelle les émetteurs doivent être réglés.

La puissance alimentation des stations d'amateur est limitée à 100 W dans toutes les bandes attribuées au service, dans les conditions et sous les réserves ci-après :

— Par puissance alimentation, on entend la puissance fournie à l'étage de puissance attaquant le dispositif rayonnant de la station.

— La dissipation anodique du tube utilisé à l'étage final de toute station d'amateur (ou la somme des dissipations anodiques des tubes, si cet étage en comporte plusieurs) devra être, au plus, égale à 75 W quelle que soit la fréquence de fonctionnement de l'émetteur. Dans le cas bien évidemment où l'étage final comporte des tubes ; et si l'étage final est transistorisé, il faut comprendre la puissance alimentation du ou des transistors de l'étage de puissance (étage final).

CONDITIONS D'EXPLOITATION

Une station d'amateur doit servir exclusivement à l'échange avec d'autres stations d'amateur, de communications utiles au fonctionnement des appareils et à la technique de la radioélectricité proprement dite, à l'exclusion de toute correspondance personnelle ou commerciale et de toute émission de radiodiffusion sonore ou visuelle (disques, concerts, conférences, etc.).

Les conversations qui ne seraient pas tenues en langage clair sont interdites (les abréviations d'un usage obligatoire ou courant, employées avec leur sens réel, ne sont pas considérées comme langage secret).

En cas de gêne ou de brouillage, l'Administration des P.T.T. peut suspendre l'autorisation d'émettre ou limiter les émissions à certains horaires ou à certaines périodes.

Tout amateur est tenu de consigner dans un carnet de trafic les renseignements relatifs à l'activité de la station, en particulier :

— la date et l'heure du commencement et de la fin de chaque communication ;

— les indicatifs d'appel des correspondants ;

— la fréquence utilisée ;

— les indications relatives à la puissance alimentation et aux modifications apportées à l'installation.

Ce document doit être tenu constamment à jour et présenté à toute réquisition.

Toute station d'amateur est tenue de cesser ses émissions à la première demande faite par une station officielle ou dès réception d'appels de détresse.

Avant d'émettre, les stations doivent s'assurer qu'elles ne brouillent pas des émissions en cours ; si un tel brouillage est probable, les stations attendent un arrêt de la transmission qu'elles pourraient brouiller. Pour réduire les risques d'interférences, les stations doivent limiter leurs émissions au strict minimum. La durée de chaque transmission ne doit pas dépasser 5 mn.

L'indicatif d'appel doit être transmis fréquemment et, dans tous les cas, au début et à la fin de chaque transmission.

STATIONS MOBILES OU PORTABLES

Une station portable est une station construite de manière à pouvoir être déplacée d'un point à un autre, en vue de fonctionner en divers lieux, mais non en cours de transport.

Une station mobile est une station destinée à être transportée d'un point à un autre, et à être utilisée pendant qu'elle est en mouvement, ou pendant des haltes en des points non déterminés.

L'autorisation de manœuvrer une station portable ou mobile est acquise dès la remise de la licence initiale.

Le titulaire de l'autorisation n'est autorisé à utiliser sa station mobile que sur un véhicule de tourisme dont la carte grise est établie à son nom.

S'il désire installer sa station sur une voiture dont il n'est pas propriétaire, sur un véhicule d'une catégorie autre que « tourisme » ou à bord d'un bateau il doit solliciter une autorisation spéciale. Dans le cas de l'utilisation sur un navire, une autorisation du Commandant doit être fournie à l'appui de la demande.

L'installation d'une station mobile à bord d'un aéronef n'est pas admise.

Si l'amateur utilise une station portable, mobile ou mobile-maritime, il est tenu de faire suivre son indicatif des lettres P, M ou MM, selon le cas, lors de chaque émission.

Une station portable, mobile ou mobile-maritime ne peut, en aucun cas, communiquer avec la station fixe du titulaire de l'autorisation.

CHANGEMENT DE DOMICILE

Les radio-amateurs sont tenus de signaler tout changement de domicile à la direction des services radioélectriques à Paris.

Une licence ne peut être maintenue en vigueur que si le titulaire peut en tout temps recevoir de l'Administration toute notification jugée utile. Un amateur absent de son domicile pour une période de longue durée susceptible, en particulier, d'excéder la période réglementaire de réexpédition du courrier, est tenu de communiquer à l'Administration sa nouvelle adresse.

OPERATEURS SUPPLEMENTAIRES

Une station d'amateur peut être manœuvrée :

— soit par le titulaire de la licence ;

— soit par les opérateurs supplémentaires dûment agréés à cet effet par les ministères intéressés et titulaires du certificat d'opérateur au même titre que le permissionnaire de la station.

Les stations d'écoles, de clubs, de groupements professionnels ou de jeunesse peuvent être manœuvrées par des opérateurs supplémentaires remplissant les conditions sus-mentionnées, sous la responsabilité d'une personne habilitée à représenter le groupement (professeur, président d'association, etc.). Cette personne qui doit être agrée par les ministères intéressés n'est pas tenue de subir l'examen d'opérateur si elle ne doit pas manœuvrer elle-même la station.

OPERATEURS OCCASIONNELS

Tout titulaire d'une licence d'amateur en cours de validité ayant la nationalité française, peut manœuvrer la station d'un autre amateur à titre exceptionnel, pour des émissions de courte durée.

L'opérateur occasionnel ne peut en aucun cas communiquer avec sa propre station. Il doit transmettre son indicatif d'appel à la suite de l'indicatif d'appel de la station utilisée ; mention des liaisons effectuées doit être faite sur le carnet de trafic de cette station et reportée dès que possible sur celui de la station de l'opérateur occasionnel.

CONTROLE

Le ministère des P.T.T. exerce un contrôle permanent sur les conditions techniques et d'exploitation des stations d'amateur.

Le ministère de l'Intérieur et le ministère des P.T.T. sont chargés de contrôler la teneur des émissions.

Le représentant des ministères des P.T.T. et de l'Intérieur chargé du contrôle peut à tout instant pénétrer dans les locaux où sont installées les stations.

Les infractions à la réglementation sont sanctionnées à la diligence du ministère des P.T.T.

Les sanctions sont : le rappel au règlement, la limitation temporaire de l'utilisation de la station à la radiotélégraphie, la suspension temporaire de l'autorisation d'emploi d'une station mobile, la suspension temporaire de la licence et la révocation de la licence.

Toute licence d'amateur peut être révoquée sans indemnité si le titulaire de l'autorisation ne respecte pas les règlements intérieurs ou internationaux sur le fonctionnement et l'exploitation des stations d'amateur ou si l'un des ministères intéressés retire l'agrément qu'il avait donné pour la délivrance de l'autorisation.

TAXE DE CONTROLE

Tout titulaire d'une licence d'amateur doit acquitter une taxe annuelle de contrôle. Cette taxe est due pour l'année entière, quelle que soit la date de mise en service de la station et la durée assignée à l'autorisation. Elle doit être acquittée dans tous les cas par le titulaire de la licence, même s'il ne fait pas usage de son installation. Elle est exigible dès la délivrance de la licence pour la première année et dans le courant du mois de janvier pour les années suivantes. La licence se renouvelle, en effet, d'année en année par tacite reconduction ; cependant tout amateur qui, pour une raison quelconque, et notamment pour avoir omis de préciser l'adresse à laquelle le courrier peut lui être adressé, n'aura pas répondu au début de l'année à la mise en demeure l'invitant à acquitter la taxe annuelle de contrôle, sera considéré comme ayant renoncé au bénéfice de sa licence. Celle-ci sera en conséquence annulée.

LISTE D'AMATEURS

Les nom, prénom, indicatif d'appel et adresse des amateurs français figurent sur une liste établie par la direction des services radioélectriques.

STATIONS RECEPTRICES

L'utilisation de stations exclusivement réceptrices, pour l'écoute des émissions d'amateur est subordonnée à une autorisation délivrée par le ministère des P.T.T.

La demande établie sur formule spéciale doit être adressée à la direction des services radioélectriques à Paris.

A noter que pour les stations exclusivement réceptrices, il leur est attribué un indicatif composé de la lettre-préfixe du pays d'origine suivie du numéro d'enregistrement de leur autorisation.

Au vu de ces réglementations concernant d'une part l'utilisation de la bande 27 MHz et d'autre part celle des bandes amateur et plus particulièrement de la bande 28 à 30 MHz, il apparaît très nettement que ces deux bandes pourtant très voisines, sont régies par des règles très différentes, et c'est tout à fait logique, puisque la bande 28 à 30 MHz est une bande amateur, avec tout ce que cela comporte de possibilités d'expérimentation, alors que la bande des 27 MHz n'est en aucun cas une bande amateur et ne doit pas être considérée comme telle. Malheureusement, un certain nombre de personnes utilisent la bande des 27 MHz comme il n'est pas permis ! Ils l'utilisent sans autorisation avec des appareils, homologués ou non, en employant même des amplificateurs linéaires, ce qui est formellement interdit sur cette bande, et ceci pour des conversations qui, et c'est le moins qu'on puisse dire, n'ont rien de professionnel, ni de technique, ni à plus forte raison de social !

Ce sont là des fautes graves qui font courir à ceux qui les commettent des risques très sérieux de poursuites, voire d'amendes et même des peines d'emprisonnement. N'oublions pas que les services des ministères des P.T.T. et de l'Intérieur contrôlent les bandes radioélectriques et s'il semble qu'ils remarquent plus facilement les fautes commises à l'intérieur des bandes véritablement amateur, et les répriment plus rapidement et plus sévèrement, il n'en reste pas moins que si pour le moment un certain laxisme semble être de fait pour la bande 27 MHz, de la part des autorités en matière de répression, il y a, de temps à autre, des utilisateurs « pirates » de la bande 27 MHz qui se font prendre et le regrettent ensuite amèrement !

Par contre, la bande des 27 MHz rend de grands services avec les matériels sérieux et utilisés correctement : citons plus particulièrement les liaisons des services tels que la Croix-Rouge, la Protection Civile, certains réseaux de pompiers, d'ambulances, de recherche de personnes en difficulté, de personnes disparues, de secours aux accidentés, aux personnes en danger, assistance aux organismes sportifs lors de manifestations, etc.

En dehors de ces « appels d'urgence », citons encore les appels consécutifs à des accidents, à des cambriolages, des agressions, des pannes de voiture, que ce soit sur petite route départementale ou sur autoroute, recherche de médecin dans une ville inconnue, déviation de circulation, travaux, état des routes, nappes de brouillard, plaques de verglas, etc, etc.

Il apparaît que le nombre d'applications de cette bande est infini et c'est peut être là aussi, l'une des raisons de la très grande popularité du 27 MHz, popularité qui est aussi grande en France qu'à l'étranger où le nombre d'utilisateurs (appelés C. Bistes car cette bande largement utilisée dans les villes et cités aux U.S.A. est appelée Citizen Band ou Bande utilisée dans la Cité, en abréviation C.B. d'où l'appellation de ses utilisateurs C. Bistes !).

Une autre raison et non des moindres, de cette popularité est double : tout d'abord, c'est le besoin de communiquer, de rompre la solitude des citoyens dans une ville, où l'on se sent étranger, solitaire et où ce besoin de communiquer avec autrui est chose tout à fait naturelle, et en second lieu, comme le choix des appareils 27 MHz est large et les prix de plus en plus abordables, il va de soi que le choix

se porte tout naturellement sur ces matériels, qui sont parfois achetés à l'étranger où il n'est pas toujours nécessaire de disposer d'une autorisation d'achat ; ces matériels sont alors introduits, il faut bien le dire, frauduleusement en France et utilisés en « pirates » au mépris des règlements et en contravention avec la loi.

Il faut dire que dans certains pays, tels que l'Allemagne Fédérale, et ceci depuis mai 1975, l'émission sur 27 MHz est libre sur 12 canaux avec une puissance maximale HF de 500 mW, alors qu'il n'en est pas de même en France ou en Belgique. En Allemagne Fédérale depuis la libéralisation de ces 12 canaux 27 MHz, la vente des appareils est montée en flèche et le nombre de possesseurs d'émetteurs-récepteurs 27 MHz à bord des voitures dépasse largement le million. L'adoption d'un canal d'appel (canal 9, soit 27,065 MHz) au Congrès de Bâle, permet de rester en écoute permanente ou d'avoir l'assurance de trouver sur cette fréquence une personne qui écoute, notamment la police, qui est branchée en permanence sur le canal 9, et qui puisse porter assistance en cas d'appel ; ce réseau couvre toute la R.F.A. de telle sorte que si l'on sillonne tout ce pays, on est sûr de trouver un ami qui vous vienne à l'aide sur simple appel sur le canal 9 ! Il est regrettable qu'en France, ce type de réseau ne soit pas vraiment développé (et autorisé) et opérationnel ! Peut être l'avenir le verra-t-il autrement et tout particulièrement lorsque l'Europe prendra forme et que les réglementations en matière de télécommunications se rencontreront et deviendront homogènes, voire identiques.

Il existe en France un assez grand nombre d'associations qui regroupent les amis du 27 MHz et qui se trouvent parfois dans des situations pour le moins embarassantes car, interdit par la loi, mais toléré dans la pratique, le 27 MHz offre des radiocommunications publiques de loisirs aux non-techniciens et leur permet de réaliser des contacts humains au hasard des fréquences ; la recherche de dialogues multilatéraux est alors ouverte au plus grand nombre et au-delà de banales conversations sans suite, on assiste à la naissance de liens amicaux et d'un esprit d'entraide certain, au sein d'une grande famille d'utilisateurs d'un trait d'union moderne.

La Citizen Band est un nouveau moyen d'expression qui offre à l'homme la possibilité de rompre avec son isolement individuel, en même temps que de perdre sa passivité d'auditeur perpétuel.

Il est dommage que l'écoute de la bande 27 MHz montre un certain désordre et une anarchie non moins certaine qui ternissent quelque peu cette belle définition '

Le besoin de réaliser des échanges d'idées n'est pas récent et si les dialogue d'antan se rencontraient sur la place du village, on les rencontre plutôt maintenan sous une forme plus diversifiée parce que plus anonyme sur les canaux du 27 MHz

Interdits il y a quelques jours encore en France, les C.Bistes peuvent désormai: utiliser 22 canaux, une puissance de 2 watts et la F.M., et ceci en toute légalité. Cette mesure, des plus logiques, doit être appréciée comme il convient car la situation était des plus anachroniques !

CHAPITRE III

ETUDE ET REALISATION DES CIRCUITS DE BASE

Montages émetteurs — récepteurs — circuits divers

Tout au long de ce chapitre, nous allons décrire différents montages, du plus simple au plus sophistiqué, à la portée de l'amateur et faciles à réaliser par lui-même, sans nécessiter ni connaissances spéciales ni matériel particulier : seul, un peu de soin permettra de mener à bien la réalisation dans les meilleures conditions de ces différents circuits, qui pourront être utilisés, soit par eux-mêmes, soit en association avec d'autres matériels (du commerce, par exemple).

Et comme, la première des conditions, lorsque l'on veut s'occuper de radio communications, est de recevoir ces communications nous allons commencer tout naturellement par l'étude d'un certain nombre de récepteurs !

Récepteur à amplification directe

Le récepteur le plus simple (fig. III-1) montre le schéma d'un récepteur à amplification directe ; le signal reçu par l'antenne est appliqué par un condensateur d'isolement de 1 nF au circuit accordé, constitué d'une bobine d'accord L_1 montée en parallèle avec un condensateur variable CV d'environ 100 pF ; un enroulement de couplage L_2 transmet le signal HF sélectionné par la circuit accordé, d'une part à la base du seul transistor utilisé T et d'autre part au curseur d'un potentiomètre de 22 kΩ monté en pont et destiné à doser la tension continue appliquée à la base du transistor monté en détecteur. Le curseur du potentiomètre est découplé par un condensateur chimique de 2,2 μF et pour éviter au potentiomètre de subir la quasi totalité de la tension d'alimentation du récepteur (9 V), une résistance chutrice de 82 kΩ est montée en série avec le potentiomètre. L'émetteur du transistor est alimenté directement à partir du — 9 V qui est relié à la masse, tandis que le collecteur est alimenté à travers le circuit de sortie et découplé par un condensateur de 2,2 nF. Le circuit de sortie où l'on recueille le signal BF détecté peut présenter deux configurations différentes : soit la plus simple, qui présente une simple paire d'écouteurs d'impédance approximative de 2 000 Ω montée en série dans l'alimentation du collecteur et qui permet donc l'écoute sur écouteurs individuels, soit la seconde confi-

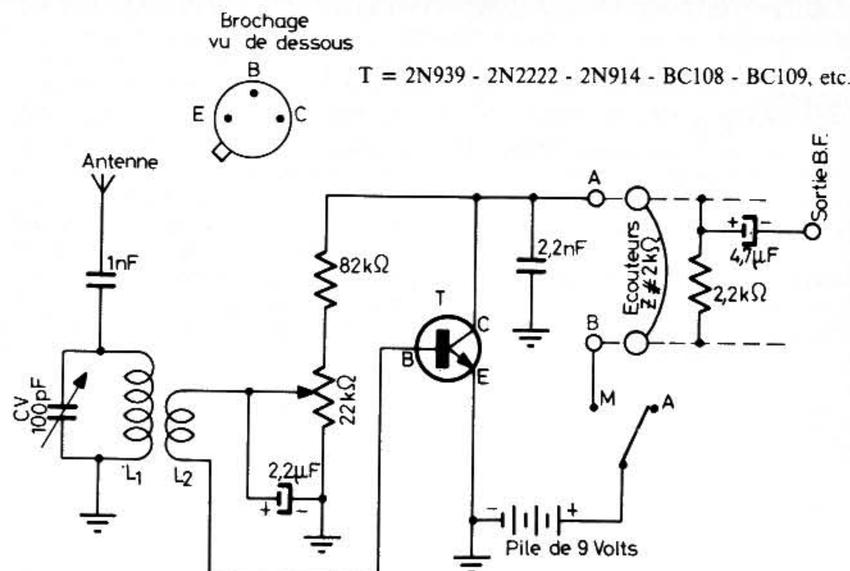


Fig. III-1. — Récepteur simple à amplification directe.

guration qui remplace l'écouteur par une résistance de 2,2 kΩ (servant de charge) et un condensateur de 4,7 µF servant de liaison à un étage amplificateur BF qui pourra permettre l'écoute sur haut-parleur ; nous verrons plus loin différents montages amplificateurs BF pouvant être utilisés.

Le transistor pourra être d'un type très varié en fonction des disponibilités de récupération, par exemple : 2N930, 2N2222, 2N914 ou BC108, BC109, etc. Son brochage, vu de dessous, est indiqué sur la droite du schéma. Il s'agit d'un transistor de type NPN.

La consommation d'un tel récepteur est insignifiante !

La bobine L_1 aura une vingtaine de spires de diamètre 8 à 10 mm bobinées jointivement sur un mandrin sans noyau et son enroulement de couplage L_2 aura environ 4 à 5 spires, bobinées et couplées autour de L_1 et du côté froid (côté masse).

Récepteurs à super-réaction

Un autre récepteur très simple qui est du type à super-réaction (fig. III-2) utilise lui aussi un seul transistor qui pourra être un élément de récupération du type AF102, AF139, AF240... etc. c'est-à-dire un transistor de type PNP déjà utilisé depuis une bonne quinzaine d'années et facile à trouver ! Le signal d'antenne attaque le circuit accordé par une petite capacité ajustable de 15 pF ; le circuit accordé est

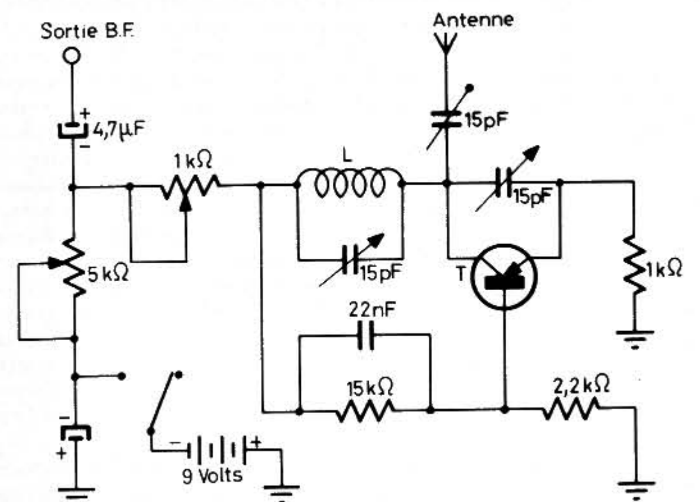


Fig. III-2. — Récepteur simple à super-réaction.

constitué d'une bobine L (une vingtaine de spires de diamètre 8 à 10 mm bobinées jointivement sur un mandrin sans noyau) accordée par un condensateur variable de 15 pF environ ; la mise en oscillation de l'étage est dosée par la capacité variable montée entre l'émetteur et le collecteur du transistor (15 pF) ; l'émetteur est polarisé par une résistance de 1 kΩ tandis que le collecteur est chargé par le circuit accordé, monté en série avec un potentiomètre de 1 kΩ monté quant à lui en résistance variable (il dose la réaction du récepteur) ; la sortie BF est opérée au moyen d'un condensateur chimique de 4,7 µF qui permet de prélever le signal BF et de l'appliquer, soit à des écouteurs individuels, soit à l'entrée d'un amplificateur BF pour l'écoute sur haut-parleur. Une résistance variable de 5 kΩ dose le gain de l'étage et par voie de conséquence le niveau sonore du signal BF en sortie. La base du transistor est polarisée par un pont de résistances : 15 kΩ et 2,2 kΩ et la première de ces résistances fixes est shuntée par une capacité de 22 nF qui assure l'arrivée du signal HF sur la base du transistor.

Là encore c'est un montage des plus simples mais qui permet de se familiariser tant avec la réalisation de petits circuits électroniques, qu'avec l'écoute de la bande 27 MHz ; à noter que ces récepteurs de début permettent d'écouter aussi bien la modulation d'amplitude que la modulation de fréquence, ce qui n'est pas sans intérêt.

Le montage suivant est directement dérivé du précédent, mais présente une meilleure sensibilité HF et un niveau de sortie BF plus élevé ; la sensibilité est améliorée en raison de l'emploi d'un transistor à effet de champ FET de type 2N2369 dont la sensibilité est excellente en détecteur HF ou VHF. Le signal de sortie BF est amélioré par la présence d'un étage préamplificateur BF utilisant un transistor

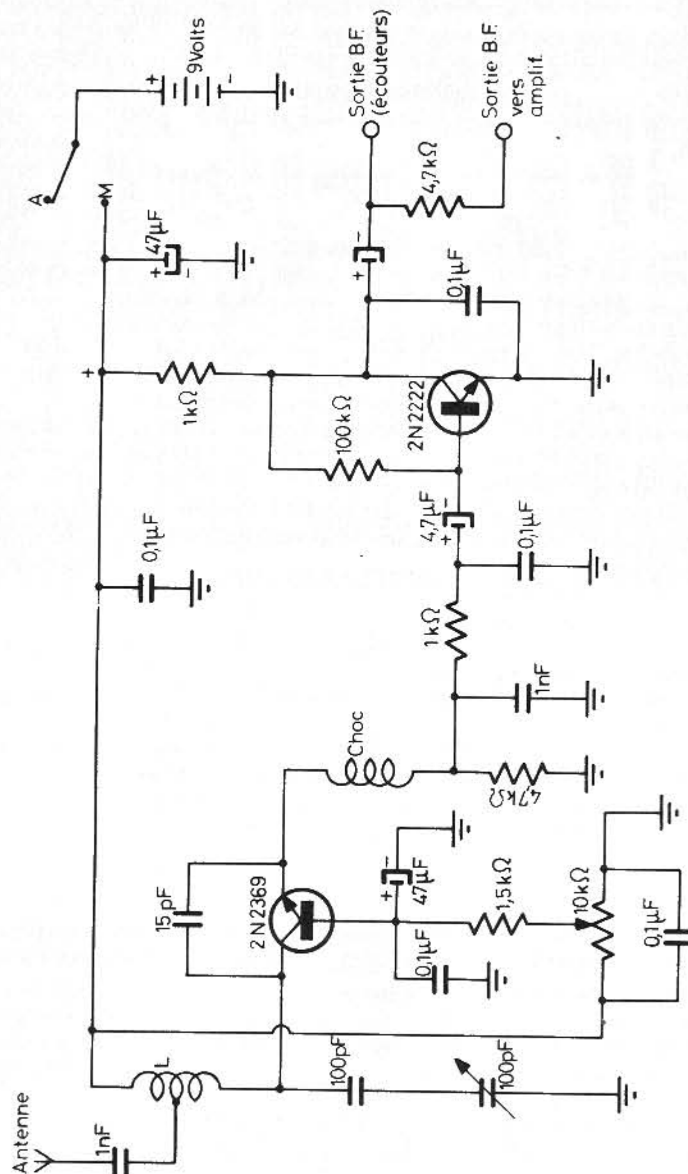


Fig. III-3. — Récepteur sensible à super-réaction.

2N2222. On retrouve à peu de chose près le schéma général du récepteur précédent, le condensateur de mise en oscillation du transistor, le potentiomètre diviseur de tension destiné à polariser la base, le circuit accordé composé de la bobine L (une vingtaine de spires de diamètre 8 à 10 mm bobinées sur un mandrin sans noyau (fil émaillé de 8/10 de mm environ) et un condensateur variable de 100 pF pour rechercher les stations, monté en série avec un condensateur fixe de 100 pF dont le rôle est double : tout d'abord éviter qu'entre les lames fixes et les lames mobiles du CV ne se trouve la tension continue d'alimentation, ce qui risquerait de provoquer un court-circuit (présence de poussières entre les lames ou même lames plus ou moins tordues risquant de se toucher, d'où risque de court-circuit !) et en second lieu : diminution de la capacité maximale du CV : deux condensateurs de 100 pF chacun, en série, donnent une capacité résultante de 50 pF, d'où un meilleur étalement de la bande reçue. L'émetteur du transistor 2N2369 est alimenté par une petite self de choc montée en série avec une résistance fixe de 4,7 kΩ ; la self de choc est réalisée en bobinant une centaine de spires de fil de cuivre émaillé ou sous soie de 0,4 mm de diamètre sur un petit mandrin de 6 mm de diamètre ou en utilisant par exemple une résistance de très forte valeur (10 MΩ) et en utilisant le corps de la résistance comme mandrin et les deux pattes de la résistance comme fils de sortie (fig. III-4). Cette solution est très en vogue dans le milieu radio-amateur !

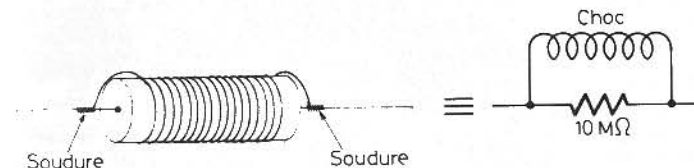
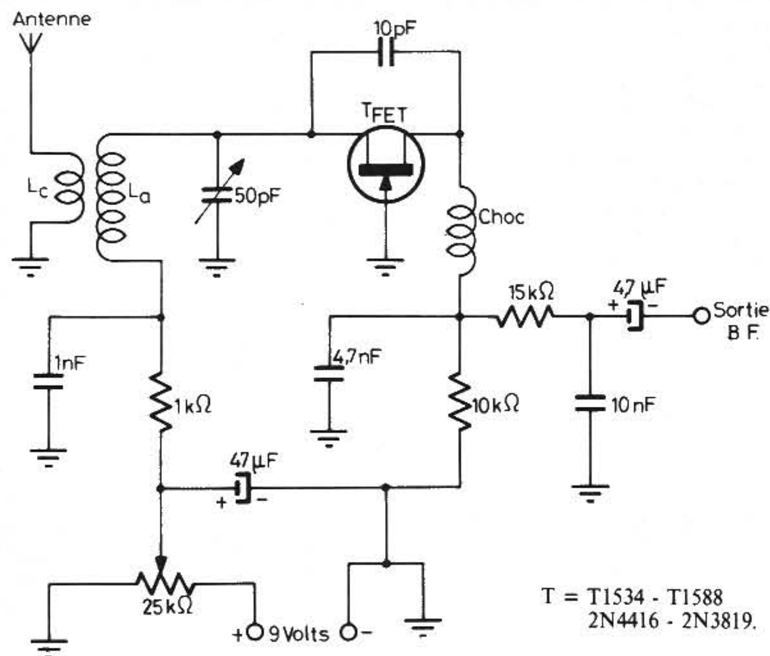


Fig. III-4. — Réalisation d'une self de choc à partir d'une résistance fixe.

Le signal BF est prélevé au point commun à la self de choc et à la résistance de 4,7 kΩ ; un condensateur de découplage de 1 nF assure l'élimination de la composante HF restante, une résistance de 1 kΩ assure la liaison à l'entrée du préamplificateur BF dont la base reçoit le signal à amplifier via un condensateur chimique de 4,7 µF découplé par un autre condensateur de 0,1 µF. L'émetteur du 2N2222 va directement à la masse, tandis que la base est polarisée par une résistance de 100 kΩ et le collecteur chargé par une résistance de 1 kΩ ; le signal de sortie est directement disponible à la suite du collecteur, alors qu'un dernier condensateur de 0,1 µF assure le découplage du circuit de sortie. Si l'on utilise des écouteurs, il suffira de les brancher à la suite du condensateur de sortie, tandis que si l'on veut attaquer un amplificateur pour écouter sur haut-parleur, il faudra n'attaquer l'entrée de l'amplificateur qu'après mise en série d'une résistance de 4,7 kΩ destinée à éviter l'amortissement du signal de sortie du collecteur (mauvaise adaptation d'impédances). L'alimentation de ce récepteur sera obtenue à partir d'une simple pile de 9 V (voire 12 V) et la consommation est des plus raisonnable !

Un autre récepteur particulièrement simple utilisant un transistor à effet de champ (donc très sensible) nous est donné par la figure III-5. D'une extrême simplicité, ce montage se passe de commentaires ! Le transistor FET utilisé sera du type TIS 34 ou d'un autre type disponible : TIS 88, 2N4416, 2N3819, 2N3823, MPF 102...



T = T1534 - T1588
2N4416 - 2N3819.

Fig. III-5.

La sensibilité de ce petit récepteur sera de l'ordre de 1 µV, ce qui est excellent compte tenu de l'extrême simplicité du montage, à la condition toutefois que le circuit d'accord soit réalisé avec soin.

La bobine d'accord L_a aura une vingtaine de spires de fil de cuivre émaillé de 0,8 mm de diamètre bobinées à spires non jointives (environ 0,5 mm entre spires) sur un mandrin de diamètre 8 mm sans noyau ; l'enroulement de couplage L_c aura 5 spires de ce même fil, bobinées autour du L_a côté froid (fig. III-6). Le CV d'étalement aura une valeur d'environ 50 pF ce qui permettra de couvrir très largement la totalité de la gamme 25 à 30 MHz, donc toute la gamme 27 MHz et toute la gamme

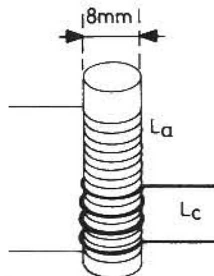


Fig. III-6.

28 MHz. La self de choc sera identique à celle utilisée dans le récepteur précédent et la sortie du signal BF disponible aux bornes du condensateur chimique de 4,7 µF ; un petit amplificateur BF pourra être employé pour assurer une écoute confortable sur haut-parleur.

Encore un montage récepteur à super-réaction (fig. III-7) doté d'une très bonne sensibilité ; il utilise un transistor de type BF173 en étage récepteur et un BC108 en préamplificateur BF. Le circuit d'accord est identique à celui de la figure III-6 et l'ensemble du schéma ne présente aucune difficulté ; un potentiomètre de 500 Ω dose le taux de réaction et l'étage BF délivre un signal de sortie que l'on peut utiliser directement en intercalant des écouteurs de 2 000 Ω d'impédance dans le circuit collecteur du BC108 ou bien, si l'on préfère écouter sur haut-parleur, remplacer les écouteurs par une résistance fixe de 2,2 kΩ qui constitue la charge du transistor BF et qui permet à la capacité de liaison de 4,7 µF de sortir vers l'entrée d'un amplificateur, assurant ainsi l'écoute sur HP.

Le récepteur suivant (fig. III-8) présente la particularité de pouvoir être miniaturisé à l'extrême et d'être alimenté par une simple pile bâton de 1,5 V, ce qui est très intéressant ; il permet l'écoute sur haut-parleur miniature ou sur écouteur indi-

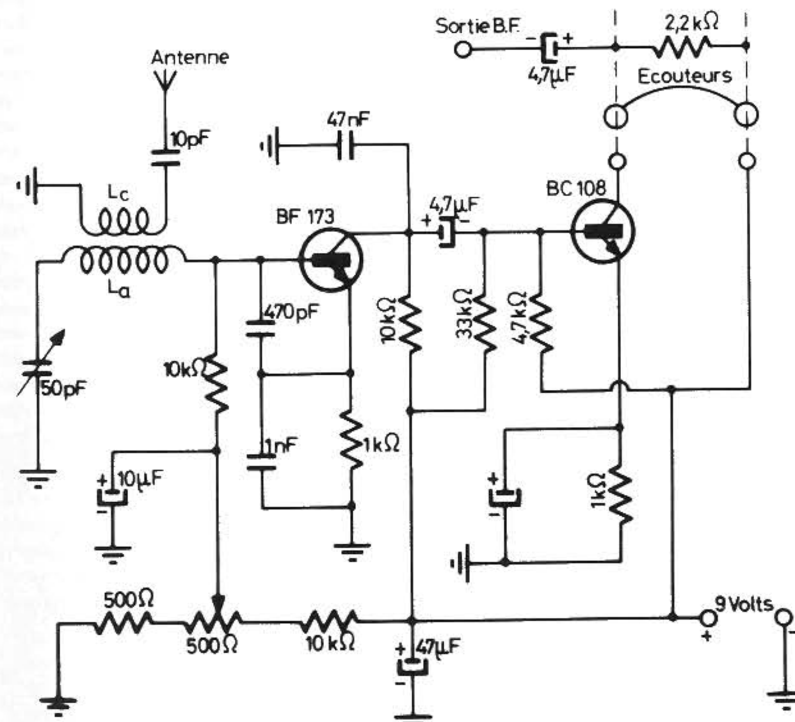


Fig. III-7. — Récepteur à super-réaction à haute sensibilité.

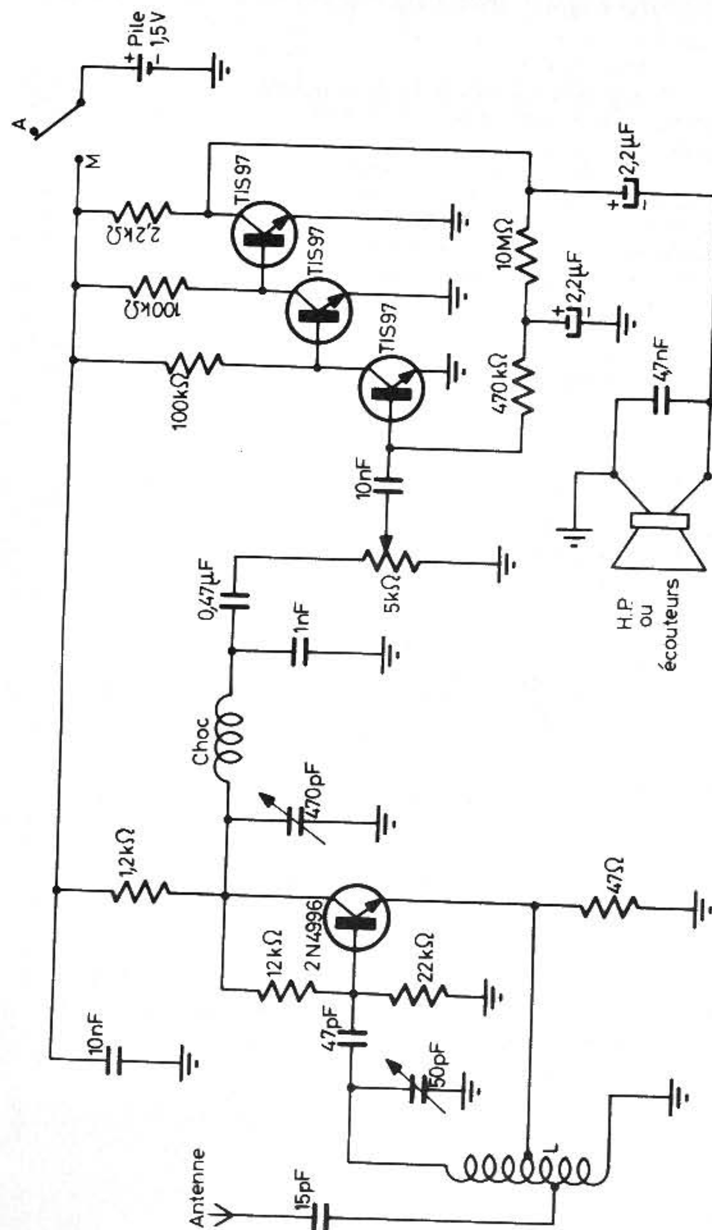


Fig. III-8. — Récepteur miniature alimenté en 1,5 V.

viduel et sa sensibilité est excellente ; l'étage détecteur est encore un montage à super-réaction utilisant un transistor 2N4996 dont la réaction est dosée, non plus par un potentiomètre mais par un petit condensateur variable de 470 pF monté à la sortie du collecteur du transistor détecteur ; une self de choc découplée par 1 nF et suivie par une cellule BF (0,47 µF) délivre la tension BF à l'extrémité d'un potentiomètre de 5 kΩ dont le curseur attaque la base du préamplificateur BF (premier transistor TIS 97) par une capacité de 10 nF ; la chaîne BF utilise quant à elle trois TIS 97 montés en amplificateur continu (donc à grand gain) et une boucle de contre-réaction renvoie une portion du signal de sortie vers l'entrée au moyen de deux résistances de 10 MΩ et 470 kΩ avec découplage de 2,2 µF ; le signal de sortie BF peut être appliqué soit à un petit haut-parleur, soit à un écouteur individuel. L'alimentation du récepteur est donc assurée au moyen d'une simple pile de 1,5 V et l'ensemble peut être particulièrement compact. La bobine d'accord L aura comme toujours une vingtaine de spires (fil émaillé de 0,8 mm) et un diamètre de bobine d'environ 8 mm avec deux prises, l'une à la cinquième spire à partir de la masse pour l'arrivée d'antenne et l'autre à la huitième spire à partir de la masse pour la connexion vers l'émetteur du transistor 2N4996.

Un récepteur particulièrement sensible et utilisant un circuit intégré (fig. III-9) est constitué de la façon suivante : un premier étage amplificateur HF avec un transistor à effet de champ de type BF245 est suivi d'un second étage amplificateur utilisant quant à lui un BF254 ; le signal ainsi amplifié est détecté au moyen d'une diode de type quelconque (1N914 ou autre : peu importe) ou même une diode de type ancien au germanium OA 85 ou similaire. Un étage amplificateur BF utilise un circuit intégré de type µA741 très connu et qui ne pose aucune difficulté d'emploi. Le taux de réaction est ajusté par le potentiomètre de 2,2 kΩ ; la tonalité est ajustée par le potentiomètre de 100 kΩ log monté en résistance variable dans le circuit d'entrée du µA741 (borne 3), tandis que le gain BF est dosé par le potentiomètre de 1 MΩ log monté en résistance variable entre les bornes 2 et 6 du circuit intégré ; le HP utilisé devra avoir une impédance comprise entre 200 et 2 000 Ω ; si l'on ne dispose pas d'un tel HP on pourra le remplacer par un HP d'impédance quelconque mais associé à un transformateur d'adaptation d'impédance dont le primaire aura une impédance de 200 à 2 000 Ω et dont le secondaire aura une impédance égale et compatible à celle du HP utilisé. L'alimentation de ce récepteur sera comprise entre 9 et 12 V (le — étant à la masse) ; le brochage du circuit intégré et celui des transistors est donné sur la figure en bas du schéma.

Là encore, la confection des bobinages est relativement simple :

La bobine L_1 et son enroulement de couplage d'antenne seront réalisés comme précédemment (fig. III-6) mais par contre la bobine L_2 est réalisée sur un bâtonnet creux de ferrite d'un diamètre de 4 mm environ et de 15 mm de long (ferroxcube 3B ou similaire). On y bobinera environ une cinquantaine de spires de fil émaillé très fin (0,4 mm ou moins si possible, pour en faire une très bonne self de choc).

Ce récepteur doté d'excellentes performances donnera beaucoup de satisfaction à tous ceux qui en auront entrepris la réalisation, pour peu qu'ils en soignent un tant soit peu le montage ; les soudures devront être soignées et en particulier celles des « pattes » du circuit intégré qui demande un peu de soin pour ne pas être détérioré lors de son implantation sur le circuit imprimé ou sur la carte où sont disposés tous les composants.

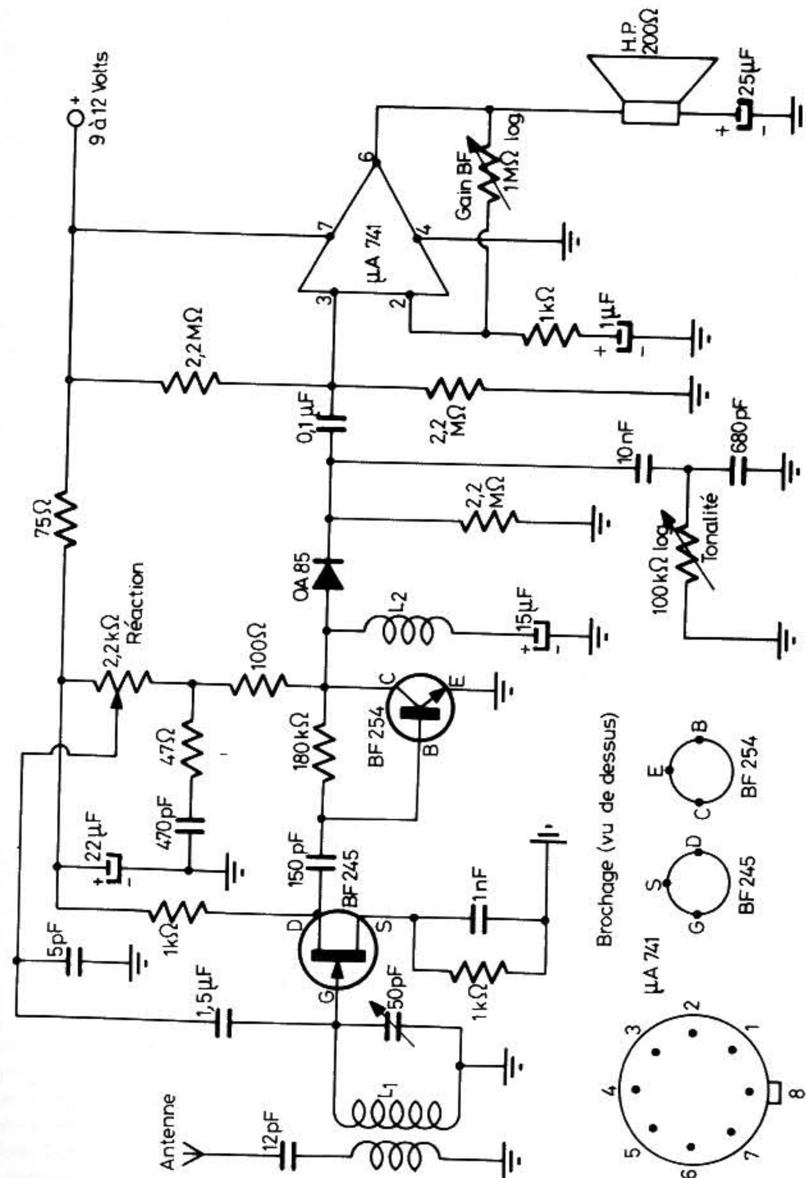


Fig. III-9. — Récepteur très sensible utilisant un circuit intégré μA 741.

Il est intéressant de mentionner en passant un montage d'un récepteur de très petites dimensions qui fonctionne admirablement bien ; son schéma (fig. III-10) montre deux transistors à savoir : un BF194 monté en détecteur et un BC148 utilisé en préamplificateur BF ; deux diodes au germanium de type OA85 ou similaire assurent la réaction et la détection et un potentiomètre de 100 kΩ monté en résistance variable permet de doser le taux de réaction. La bobine L sera identique aux précédentes à l'exception des prises qui seront inversées : L aura une vingtaine de spires, la prise pour l'antenne sera à la 5ᵉ spire à partir du haut, tandis que la prise de base du BF194 sera la 8ᵉ à partir du haut : un CV miniature de 50 pF assurera l'étalement de bande. Là encore, ce récepteur sera capable de recevoir aussi bien des émissions en AM qu'en FM et ceci sans problème. L'alimentation du récepteur sera obtenue à partir d'une petite pile de 9 V, la consommation étant très minime.

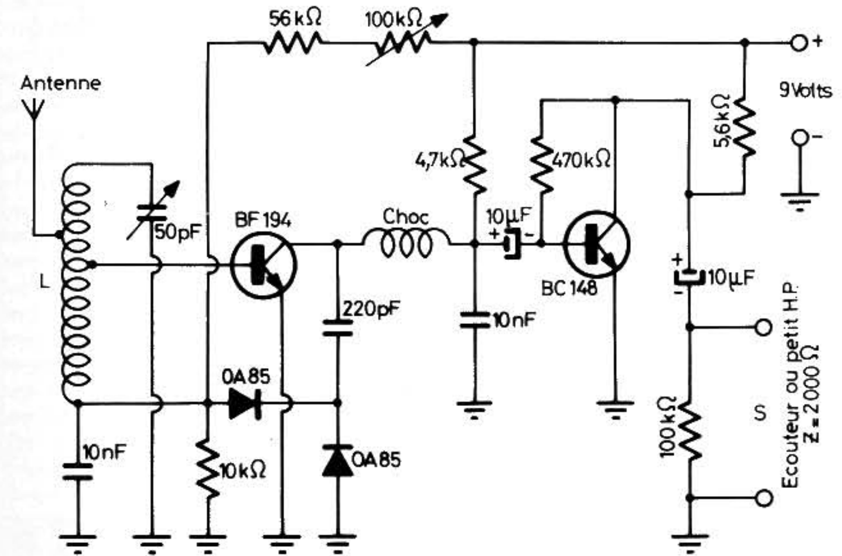


Fig. III-10. — Récepteur très simple et miniature.

Un autre récepteur fort simple à réaliser (fig. III-11) utilise un transistor FET à double porte de type 3N187 suivi d'un étage amplificateur BF équipé d'un BC108 des plus classiques.

La bobine d'accord L_a aura toujours une vingtaine de spires avec une prise au tiers côté masse et l'enroulement de couplage L_c aura 5 spires couplées côté « froid », mais par contre dans ce cas on utilisera un mandrin à noyau plongeur en ferrite permettant de caler le milieu de la bande (par exemple 28 MHz) lorsque le CV d'accord de 25 pF sera à mi-course ; il sera ainsi facile de couvrir la bande 25 à 35 MHz en ayant bien, en plein milieu, la plage 27 à 30 MHz, ce qui est le but recherché. Une diode au germanium de type OA85 est montée entre la borne 3 du FET

Fig. III-11. — Récepteur simple à FET double porte.

et la masse ; elle est, de plus, shuntée par une résistance de 100 kΩ qui assure la polarisation de cette électrode ; la borne 3 reçoit donc le signal HF, la borne 2 assure la contre-réaction en liaison avec la borne 4, tandis que le signal BF sort en 1 ; une self de choc découplée par une capacité de 1 nF assure l'alimentation du « drain » qui est chargé par une résistance de 4,7 kΩ.

Le signal BF est alors appliqué à un potentiomètre de 47 kΩ qui dose le volume sonore ; le transistor BC108 sert de préamplificateur BF et le signal de sortie amplifié peut être utilisé pour exciter un petit haut-parleur ou de préférence être appliqué à l'entrée d'un amplificateur de puissance, tel que nous en verrons plus loin, dans ce chapitre.

Nous avons vu que l'emploi des transistors à effet de champ (ou FET) améliore la sensibilité des récepteurs ; pourquoi ? Parce que l'impédance d'entrée d'un FET est très élevée ; plusieurs MΩ ; cette forte impédance d'entrée n'amortit donc pas les circuits d'accord dont les coefficients de surtension peuvent alors atteindre des valeurs très élevées (400 à 500) ce qui signifie que des étages équipés de FET seront très sensibles et très sélectifs ; et à titre indicatif, considérons la figure III-13 ; elle montre que pour un même circuit accordé comprenant une self L montée en parallèle avec une capacité C, le coefficient de surtension sera de 500 si le circuit accordé n'est pas amorti par des composants branchés en parallèle, il ne sera que de 30 à 50 si le transistor qui lui est associé présente une impédance trop faible, mais sera de 490 à 500 si le circuit associé présente une très forte impédance d'entrée ce qui est précisément le cas avec un FET. On comprend alors que si le circuit d'accord est par trop amorti, la sensibilité en souffrira mais si par contre, l'amortissement est minime, voire pratiquement nul, la sensibilité sera grande ; la valeur de 500 quant au coefficient de surtension (encore appelé coefficient de qualité) est donnée comme étant une valeur courante pour une bobine correspondant aux descriptions que l'on en a faites plus haut ; pour des bobines d'une vingtaine de spires, légèrement espacées sur un bon mandrin en plastique ou en bakélite HF (voire sans mandrin) montée en parallèle avec une capacité de bonne qualité, cette valeur de « Q » pourra même dépasser les 500 et atteindre 600 ou 700 ; il y a tout intérêt à soigner au mieux la confection des circuits accordés dans un montage radioélectrique car les performances finales en dépendent directement.

Si l'on utilise des transistors FET dans les étages HF, il est bon d'en tirer tout le parti possible et en particulier de munir le récepteur d'un étage amplificateur HF utilisant lui aussi un FET et suivi par l'étage détecteur équipé à son tour d'un second FET. Ce montage (fig. III-12) présente un transistor 2N3819 monté en amplificateur HF avec un circuit accordé comprenant L_1 qui reçoit le signal capté par l'antenne et sélectionné par le CV de 50 pF et qui est appliqué à la « gate » du 2N3819 dont la source est polarisée par une cellule RC (220 Ω et 0,1 μF) et dont le drain délivre un signal amplifié, appliqué au deuxième étage accordé (L_2 et 50 pF d'accord) qui alimente à son tour le deuxième 2N3819 monté en détecteur ; c'est-à-dire que son drain est chargé par une résistance de 2,2 kΩ et découplé par 10 μF et que sa source est polarisée par une cellule RC (22 kΩ et 330 pF) ; le signal BF détecté est prélevé sur cette dernière au moyen d'un condensateur de 0,1 μF ; un potentiomètre de 10 kΩ dose le volume BF tandis que l'étage préamplificateur BF est muni d'un très classique BC108 ; un circuit de réaction ajustable (1 kΩ et 15 à 20 pF ajustable) relie les extrémités « chaudes » des deux bobines L_1 et L_2. Ces bobines L_1 et L_2 sont

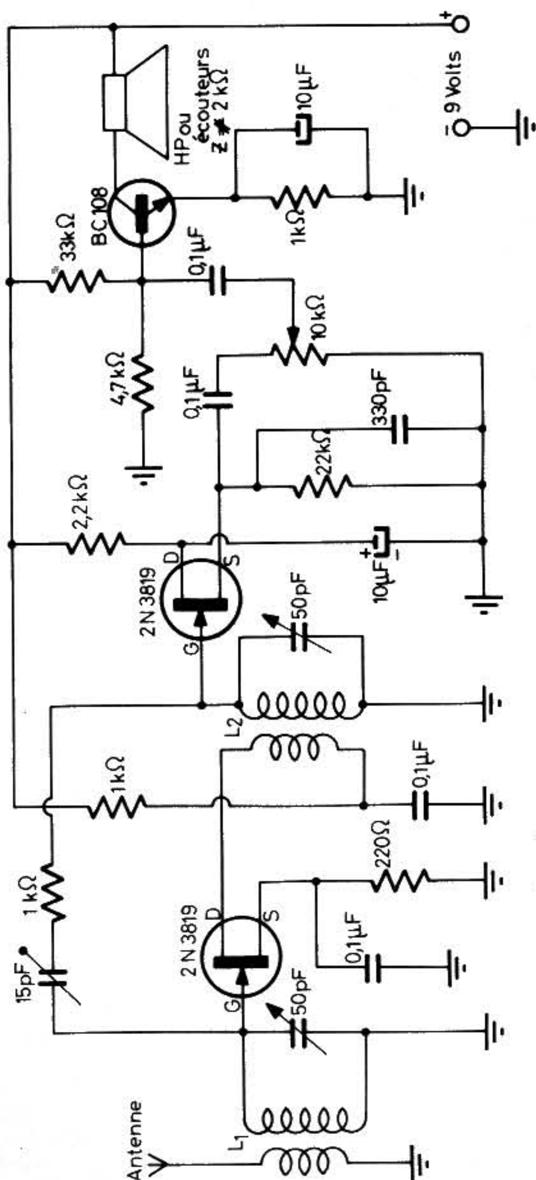


Fig. III-12. — Récepteur avec étage amplificateur d'entrée à grande sensibilité.

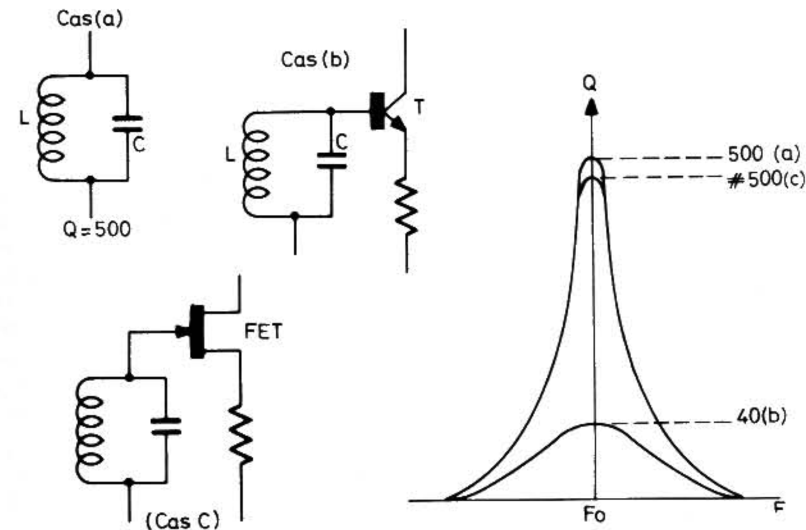


Fig. III-13. — Amortissement d'un circuit accordé LC.

identiques à toutes celles qui ont été passées en revue tout au long des montages précédents. Les transistors FET sont des composants fragiles et qui n'aiment guère être chauffés exagérément lors des soudures : attention donc à ce point de détail ! L'alimentation du récepteur est assurée par une simple pile de 9 V dont le — est directement relié à la masse. La consommation est particulièrement réduite et les FET ne sont pas de gros consommateurs de courant électrique ! En ce qui concerne les deux condensateurs variables de 50 pF (l'un en parallèle avec L_1, et l'autre en parallèle avec L_2) il y aurait intérêt à utiliser un CV double et à commande unique.

Un autre montage simple de récepteur à trois transistors (fig. III-14) utilise un BF167 en étage détecteur suivi d'un premier BC108 en préamplificateur BF et suivi à son tour par un second BC108 en amplificateur BF de sortie ; la particularité du schéma tient au fait que le CV utilisé doit être symétrique, c'est-à-dire avoir deux stators isolés et un seul rotor mis à la masse ; le circuit de collecteur du BF167 est chargé par le circuit accordé d'entrée et alimenté à travers une self de choc montée en série avec une résistance de 33 kΩ, découplée par plusieurs condensateurs ; l'émetteur du transistor détecteur BF167 est alimenté à travers une autre self de choc montée en série avec une résistance de 1 kΩ et découplée par 100 µF ; l'émetteur est ainsi polarisé correctement. Les selfs de choc sont simples à réaliser : une centaine de spires de fil de cuivre émaillé de très faible diamètre 0,2 mm, si possible bobinées sur le corps d'une résistance de 1 MΩ 1/2 W (comme il a été vu plus haut sur la fig. III-14) ; par contre le bobinage d'accord aura une vingtaine de spires de fil de cuivre émaillé de 0,8 mm, bobinées sur un mandrin de 8 mm de diamètre, sans noyau, et l'enroulement de couplage aura, quant à lui, 5 spires couplées côté

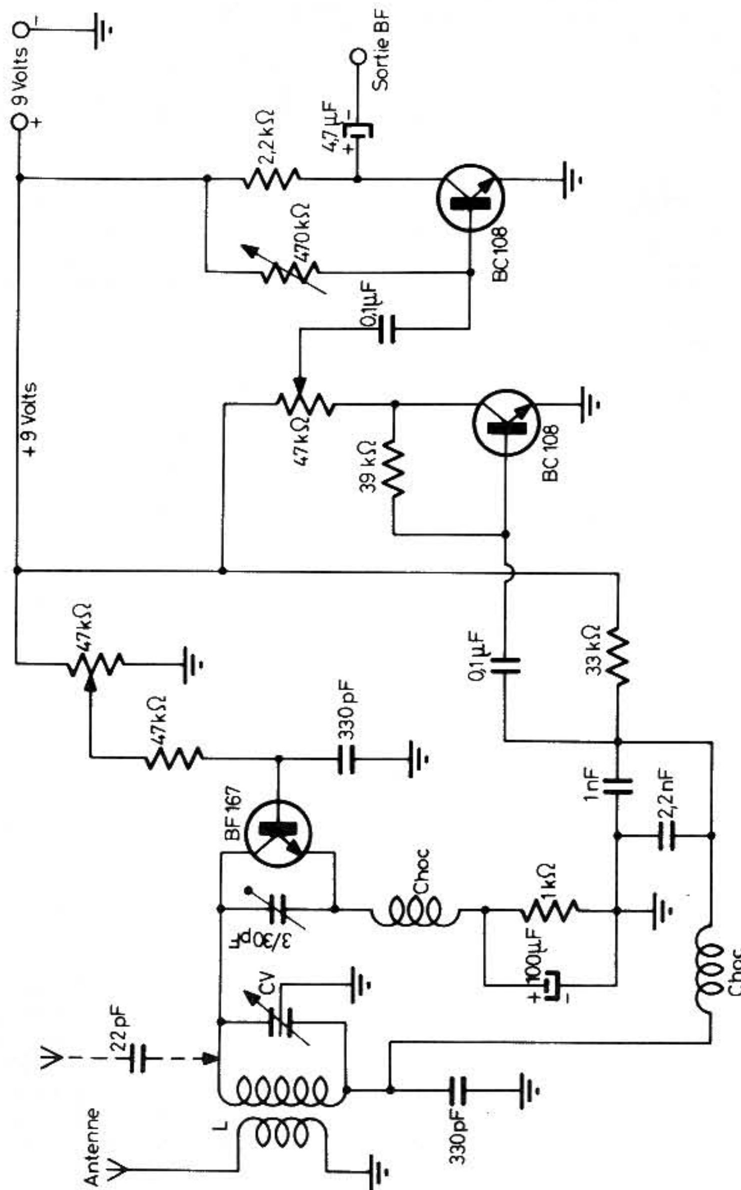


Fig. III-14. — Récepteur simple à 3 transistors.

« froid ». A noter qu'il est possible de supprimer purement et simplement l'enroulement de couplage d'antenne et de raccorder cette dernière directement à l'extrémité « chaude » de la bobine d'accord, à travers une capacité de 22 pF ; mais il est malgré tout préférable de coupler l'antenne via l'enroulement prévu à cet effet ; le récepteur y gagne en stabilité et les effets de main y sont moindres.

Le taux de réaction est ajusté au moyen du petit condensateur ajustable de 3/30 pF à vis, disposé entre l'émetteur et le collecteur du BF167, ainsi que par le potentiomètre de 47 kΩ servant à doser la polarisation de base ; le second potentiomètre de 47 kΩ dose le gain BF tandis que le potentiomètre de 470 kΩ monté en résistance variable permet d'ajuster la polarisation de base du transistor de sortie, dont le signal BF est disponible sur le collecteur par un condensateur de 4,7 µF.

Ce petit récepteur est sans prétentions, sinon celle de fonctionner très correctement et d'offrir beaucoup de satisfaction à tous ceux qui en auront entrepris le montage ; c'est en outre, un excellent exercice de début pour se familiariser avec les techniques des OC et des composants miniaturisés en vue de réaliser des montages plus conséquents.

Le récepteur suivant (fig. III-15) utilise deux transistors FET : le premier en étage amplificateur HF et le second en détecteur ; trois transistors typiquement américains assurent l'amplification BF de telle sorte que l'écoute sur haut-parleur ne pose aucun problème. C'est une réalisation américaine de l'ARRL qui fonctionne parfaitement et nous ne saurions que trop la recommander, dans la mesure où l'on peut se procurer en France, non pas les MPF 102 qui sont assez courants, mais les transistors 40231, 40309 et 40310 qui le sont beaucoup moins ! A titre indicatif, signalons que si les MPF102 sont fabriqués par Motorola, les transistors 40231, 40309 et 40310 le sont par RCA.

Le premier MPF102 est monté en amplificateur HF ; le circuit accordé L_1 recevant le signal d'antenne, le délivre après multiplication par le coefficient de surtension du circuit d'accord à la source du transistor, dont la gate est mise directement à la masse ; le drain est chargé par une self de choc et polarisé par le + 12 V. Un potentiomètre de 25 kΩ permet de doser la tension appliquée au drain du second MPF102. Un condensateur de 15 pF prélève le signal HF amplifié et le conduit au deuxième circuit accordé L_2, qui, en le multipliant par le coefficient de surtension, l'applique au drain du second transistor MPF102 dont la gate est elle aussi à la masse et dont la source est polarisée par une cellule RC (10 kΩ et 4,7 nF).

Une capacité ajustable de 3/30 pF montée entre le drain et la source du 2[e] FET assure l'effet de réaction sur cet étage détecteur où l'on prélève la tension BF en sortie sur le curseur d'un potentiomètre de 10 kΩ, lui-même monté en série avec le circuit RC (12 kΩ et 2 et 10 nF et enfin 4,7 µF d'isolement). Quant à l'amplificateur BF, il ne pose guère de problème : le signal BF d'entrée est injectée sur la base du 40231, dont l'émetteur est polarisé par 120 Ω et découplé par 100 µF et dont le collecteur est chargé par une résistance de 2,7 kΩ ; la base du 40309 est reliée directement (liaison directe) au collecteur du transistor précédent ; le collecteur est relié directement au + 12 V et c'est l'émetteur qui délivre le signal de sortie appliqué à la base du transistor de puissance 40310 ; une résistance de 150 Ω assure la polarisation correcte de l'émetteur du 40309 tandis qu'un condensateur de 100 µF assure la parfaite transmission des signaux BF du préamplificateur à l'étage de sortie ;

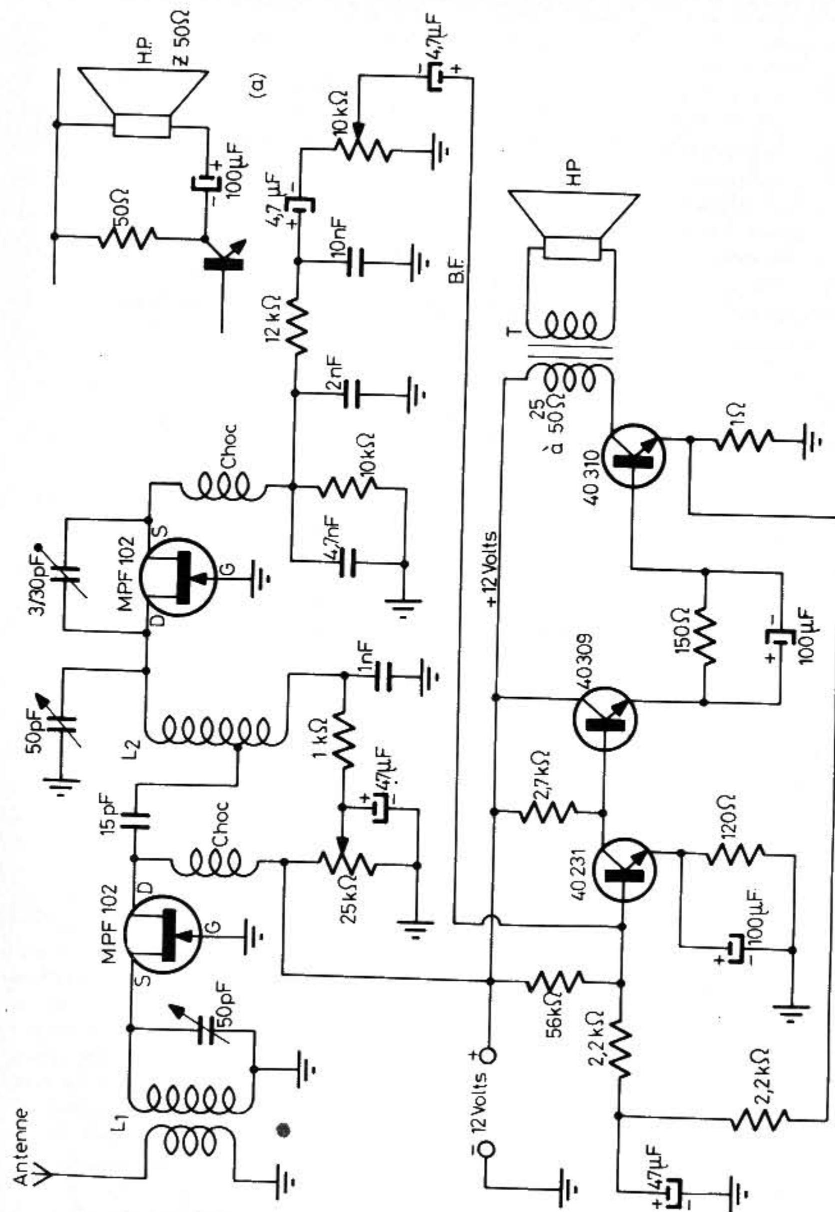


Fig. III-15. — Récepteur américain utilisant 2 FETs à grande sensibilité.

l'émetteur du 40310 est polarisé par une simple résistance de 1 Ω ce qui permet de délivrer une certaine tension de contre-réaction qui est renvoyée à la base du 40231 après passage dans une première résistance de 2,2 kΩ, découplée par 47 µF et suivie par une seconde résistance de 2,2 kΩ ; cette boucle de contre-réaction est assez efficace ; le collecteur du 40310 est chargé par le primaire du transfo de modulation permettant d'utiliser un haut-parleur, dont l'impédance sera adaptée à celle du secondaire de ce même transformateur ; l'impédance du primaire sera de l'ordre de 25 à 50 Ω ; à noter que si l'on dispose d'un HP ayant une impédance propre de 25 à 50 Ω, il suffira d'insérer le HP dans le circuit de collecteur directement et le transformateur ne sera pas indispensable, quoique en toute rigueur il est malgré tout préférable d'utiliser un transformateur qui élimine la composante continue qui traverserait tout de même le HP si l'on montait ce dernier directement dans le circuit du collecteur. Mais si l'on veut malgré tout supprimer le transformateur T tout en évitant au HP la composante continue, on pourra adopter la configuration (a) facultative. Dans ce cas, le but recherché est obtenu, mais la puissance BF réellement disponible dans le HP est divisée par 2 !

Les bobinages auront les caractéristiques suivantes :

L_1 = 20 spires en fil émaillé de 0,8 mm — diamètre de la bobine 8 mm.

Enroulement de couplage d'antenne : 5 spires couplées côté masse.

L_2 = identique à L_1 mais avec une prise à la 5[e] spire côté alimentation. Selfs de choc : leur valeur est d'environ 15 µH ; on les réalisera en bobinant une centaine de spires de fil émaillé de 0,4 mm sur le corps d'une résistance de forte valeur comme il a déjà été dit plus haut.

Un récepteur de rêve

Le récepteur suivant a été dénommé « récepteur de rêve » par nos amis américains qui l'ont étudié et réalisé ; son schéma (fig. III-16) semble relativement simple car il utilise plusieurs circuits intégrés ; un circuit CA3028A assurera l'amplification HF et le mélangeur ; un circuit MC1350P sera l'amplificateur F.I. et un MC1306P constituera l'amplificateur BF ; seulement trois transistors conventionnels seront utilisés ! un FET de type MPF102 sera l'élément oscillateur local, un 2N2222A l'étage tampon et un second 2N2222A le BFO permettant, en liaison avec le détecteur de produit, l'écoute des émissions en bande latérale unique. Enfin, un circuit de régulation délivrera une tension de 8 V par rapport à la masse, bien régulée quelles que soient les fluctuactions de la tension d'alimentation à 12 ou 13 V le — étant à la masse. Peu de composants donc en apparence pour ce « récepteur de rêve » mais en fait, si l'on considère qu'à l'intérieur d'un simple circuit intégré de la grosseur d'un petit transistor (quelques millimètres donc), il se trouve une trentaine de transistors, une dizaine de diodes, des résistances en quantité et quelques condensateurs, on est éperdu d'admiration devant les progrès de la micro-électronique et la photographie (fig. III-17) montre, dans le creux d'une main, une chaîne complète d'amplification intégrée sous forme d'un très petit parallélépipède rectangle et d'un volume de quelques millimètres cubes ! Admirable technologie !

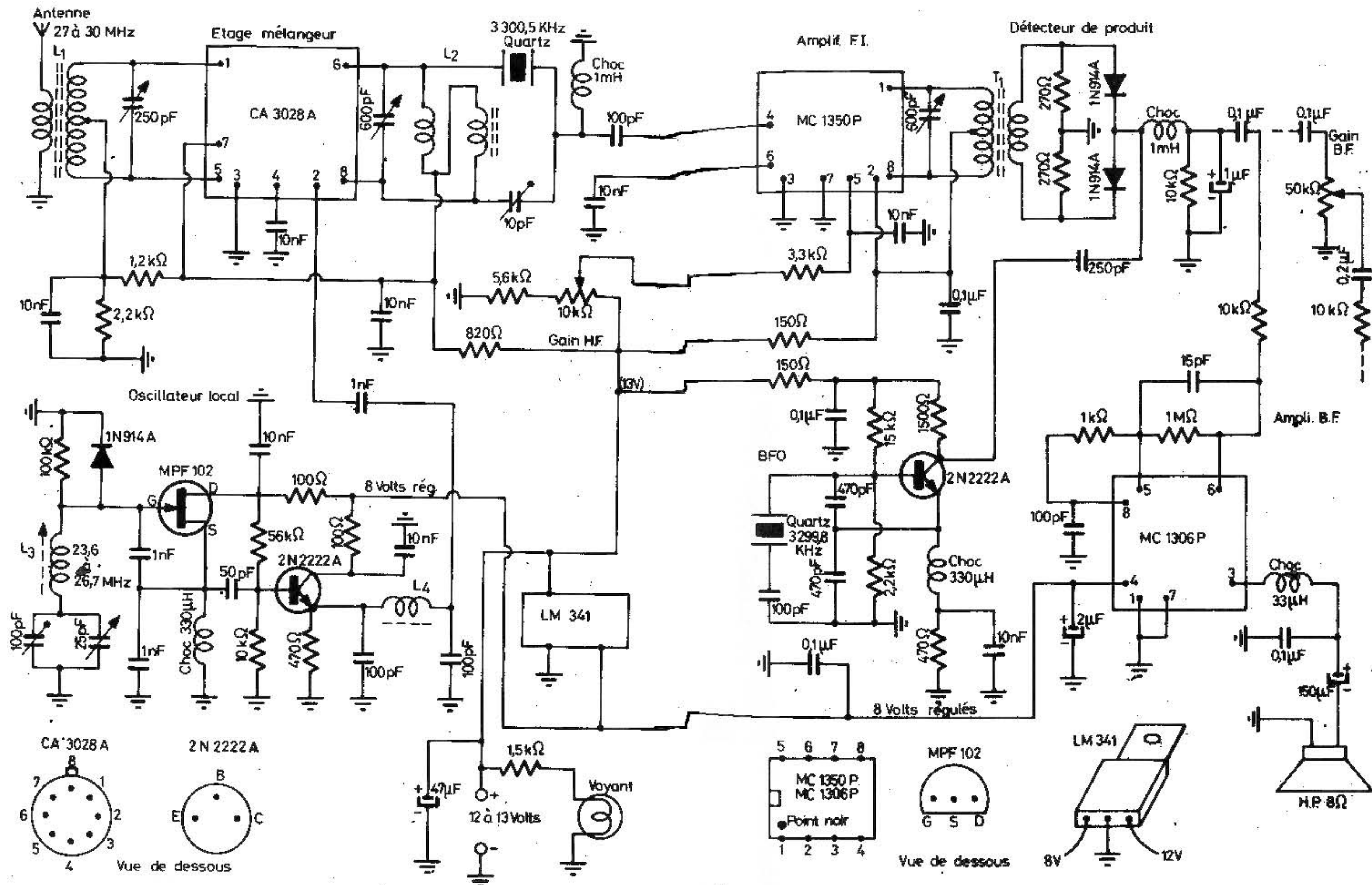


Fig. III-16. — Récepteur « de rêve » d'origine américaine.



Fig. III-1'. — (Photo Centre Culturel Américain)

Revenons-en à l'étude du schéma de ce récepteur d'origine américaine : le signal issu de l'antenne est appliqué à l'enroulement de couplage du circuit accordé d'entrée L_1, circuit d'entrée symétrique qui excite les entrées 1 et 5 du circuit intégré CA3028A dont la borne 3 est mise à la masse ; de même la borne 4 est découplée par 10 nF ; la borne 7 reçoit la tension positive d'alimentation qui est chargée par une résistance de 820 Ω et découplée par 10 nF ; la polarisation du circuit d'entrée de cet étage est assurée par une prise médiane sur le bobinage L_1 qui reçoit la composante continue à travers une résistance de 1,2 kΩ et stabilisée par une cellule RC (2,2 kΩ et 10 nF). La borne 2 reçoit le signal HF en provenance de l'oscillateur local que nous verrons plus loin. Le signal de sortie est disponible d'une façon symétrique là encore entre les bornes 6 et 8 du circuit intégré CA3028A. Un circuit accordé de sortie L_2 est placé en cascade et délivre un signal à fréquence intermédiaire (ou FI) qui sera amplifié par la chaîne FI puis détecté. Ce circuit accordé utilise un quartz fonctionnant sur 3,3005 MHz et nous reviendrons plus loin sur la réalisation pratique de cet ensemble comprenant bobines, condensateurs et quartz. L'amplificateur FI qui utilise un circuit intégré de type MC1350P reçoit le signal d'entrée sur la borne 4 au travers d'un condensateur de 100 pF ; les bornes 3 et 7 sont mises directement à la masse, la borne 6 découplée par 10 nF tandis que la borne 2 reçoit la tension continue positive d'alimentation stabilisée par une résistance de 150 Ω et découplée par 0,1 μF. La borne 5 est également alimentée par une composante continue positive, mais dont l'amplitude qui définit le gain de la chaîne d'amplification FI est ajustée par le curseur du potentiomètre de 10 kΩ monté en série avec une résistance de 5,6 kΩ. Un condensateur de 10 nF découple cette borne 5 dont le rôle est de commander le gain de l'étage considéré et par voie de conséquence la sensibilité du récepteur ; le potentiomètre de 10 kΩ sera donc le potentiomètre de gain HF ; le signal de sortie FI amplifié sera disponible symétriquement sur les bornes 1 et 8 du MC1350P dont l'alimentation en composante continue positive, sera assurée par une prise médiane placée sur l'enroulement primaire de T_1 ; l'enroulement secondaire de ce transformateur FI délivrera la tension de sortie disponible que le circuit détecteur de produit transformera en tension BF directement amplifiable et utilisable ; ce détecteur de produit est constitué de la manière suivante : deux diodes de type 1N914A sont montées symétriquement et leur point commun reçoit le signal provenant du BFO (c'est-à-dire de l'oscillateur de fréquence de battement) via une capacité de 250 pF. Le produit du mélange du signal FI amplifié et de l'oscillation produite par le BFO se trouvera donc être une tension à basse fréquence audible, prélevée sur le détecteur de produit par une cellule RC (10 kΩ et 1 μF) un self de choc isolant des composantes HF inutiles et un condensateur de 0,1 μF transmettant ce signal BF utile à l'entrée de l'amplificateur BF qui utilise un circuit intégré de type MC1306P.

Le signal d'entrée BF arrive sur la borne 6 après avoir traversé une résistance de 10 kΩ (question d'impédances !) ; la borne 5 est reliée à la borne 6 par une résistance de 1 MΩ découplée par 100 pF. Les bornes 1 et 3 sont reliées à la masse ; la borne 4 reçoit la tension continue positive d'alimentation à 8 V régulés et découplés par 2 μF et le signal de sortie amplifié est disponible sur la borne 3. Pour éviter tout problème avec des résidus de HF, une self de choc est insérée dans le circuit de sortie haut-parleur d'impédance approximative 8 Ω et isolée de la composante continue par un condensateur chimique de 150 μF et découplée quant à la HF par 0,1 μF ; nous venons de dire que la tension continue positive d'alimentation était de 8 V régulés. En fait, comme le récepteur est alimenté à partir d'une source continue de 12 ou 13 V (batterie de voiture par exemple) et comme cette tension peut très bien varier dans le temps, il a été prévu de stabiliser la tension d'alimentation pour la fixer à 8 V et plus particulièrement pour les étages dont la stabilité pourrait souffrir de cette fluctuation de la tension d'alimentation. Il faut savoir que si traditionnellement on considère une batterie de voiture comme délivrant une tension de 12 V, lorsque le moteur tourne et que la batterie se charge en roulant, la tension de ladite batterie augmente notablement et donne une tension qui dépasse souvent les 13 V. Sur certaines voitures cette tension monte parfois à 15 V et cela risque de créer quelques difficultés, voire détériorations aux circuits électroniques alimentés par cette source de tension fluctuante.

Un circuit régulateur de type LM341 est donc utilisé pour stabiliser la tension d'alimentation à 8 V pour les étages qui nécessitent une tension stable, c'est-à-dire tout particulièrement les oscillateurs locaux.

L'oscillateur local utilise un transistor à effet de champ de type MPF102 dont la gate est reliée au circuit accordé L_3, lequel est monté en parallèle avec une diode 1N914A shuntée par une résistance de 100 kΩ. La source du MPF102 est polarisée par une self de choc de 330 μH et le drain est alimenté à partir du 8 V régulés à travers une résistance de 100 Ω découplée par 10 nF. La mise en oscillation de cet

étage est assurée par un couplage capacitif de la gate et de la source (1 nF, 1 nF). L'oscillation produite par ce FET est transmise à l'étage tampon par un condensateur de 50 pF qui commande la base du 2N2222A. La base est polarisée par un pont de résistances (56 kΩ au + 8 V et 10 kΩ au —). Le collecteur est chargé par 100 Ω et découplé par 10 nF, tandis que l'émetteur est chargé quant à lui par 470 Ω, découplé par 100 pF et qu'un circuit accordé (L_4) monté sous forme d'un filtre en « Pi », deux capacités de 100 pF encadrant la bobine L_4, délivre le signal d'oscillation locale définitive qui est acheminé vers l'étage mélangeur par une capacité de 1 nF. Voyons maintenant l'étage BFO. Celui-ci utilise un transistor 2N2222A en oscillateur à quartz. Le quartz fonctionne sur 3,2998 MHz ; il est placé dans le circuit de base avec une liaison capacitive qui donne un effet de réaction entre l'émetteur et la base au moyen d'un pont capacitif. L'émetteur est polarisé par une self de choc de 330 μH montée en série avec une cellule RC (470 Ω et 10 nF), tandis que le pont capacitif est constitué par deux condensateurs de 470 pF montés en série avec leur point milieu réuni à l'émetteur du transistor. La base est alimentée à partir d'un pont diviseur (15 kΩ vers le + 13 V et 2,2 kΩ vers la masse). Le collecteur qui est chargé par 1,5 kΩ délivre son signal HF qui est injecté dans le détecteur de produit par une capacité de 250 pF.

Le brochage des semi-conducteurs utilisés dans ce schéma (transistors et circuits intégrés) est montré à la partie inférieure de la figure III-16 ; quant aux bobinages, leurs caractéristiques sont les suivantes :

L_1 : 25 spires de fil émaillé 0,8 mm avec prise médiane.
Diamètre du bobinage : 8 mm, avec noyau plongeur.
Enroulement de couplage : 4 spires couplées autour de L_1 et au milieu.

L_2 : 20 spires de fil émaillé 0,8 mm sur diamètre 8 mm avec noyau.
Prise médiane (voir croquis de réalisation III-17).

T_1 : Transformateur FI à 3,3005 MHz réalisé de la manière suivante :

Primaire : une centaine de spires de fil émaillé de diamètre 0,4 mm bobinées jointivement avec prise médiane sur un mandrin à noyau plongeur : diamètre du bobinage 12 mm si possible.

Secondaire : 30 spires de ce même fil bobinées autour du primaire (voir croquis de réalisation).

L_3 : 22 spires de fil émaillé de 0,8 mm bobinées sur un mandrin de 6 mm de diamètre avec noyau. L_4 sera identique à L_3.

Il est à noter que dans sa version originale, ce récepteur a été réalisé par nos amis américains en utilisant pour ces bobinages et transformateurs FI, non pas des mandrins à noyau plongeur, mais des tores de ferrite avec des enroulements bobinés autour de ces tores. Comme il n'est pas toujours aisé de se procurer des tores de ferrite et tout particulièrement en province, nous avons délibérément choisi de les remplacer par des bobinages à mandrins traditionnels, plus faciles à réaliser et beaucoup plus aisés à se procurer en France ! Quoi qu'il en soit, il sera bon de vérifier au grid-dip la fréquence de résonance des différents bobinages ainsi réalisés, à savoir :

L_1 devra résonner entre 26,9 et 30 MHz pour couvrir toute la bande.

L_2 devra résonner entre 3 MHz et 4 MHz pour être accordé sur 3,3005 (valeur de la FI)

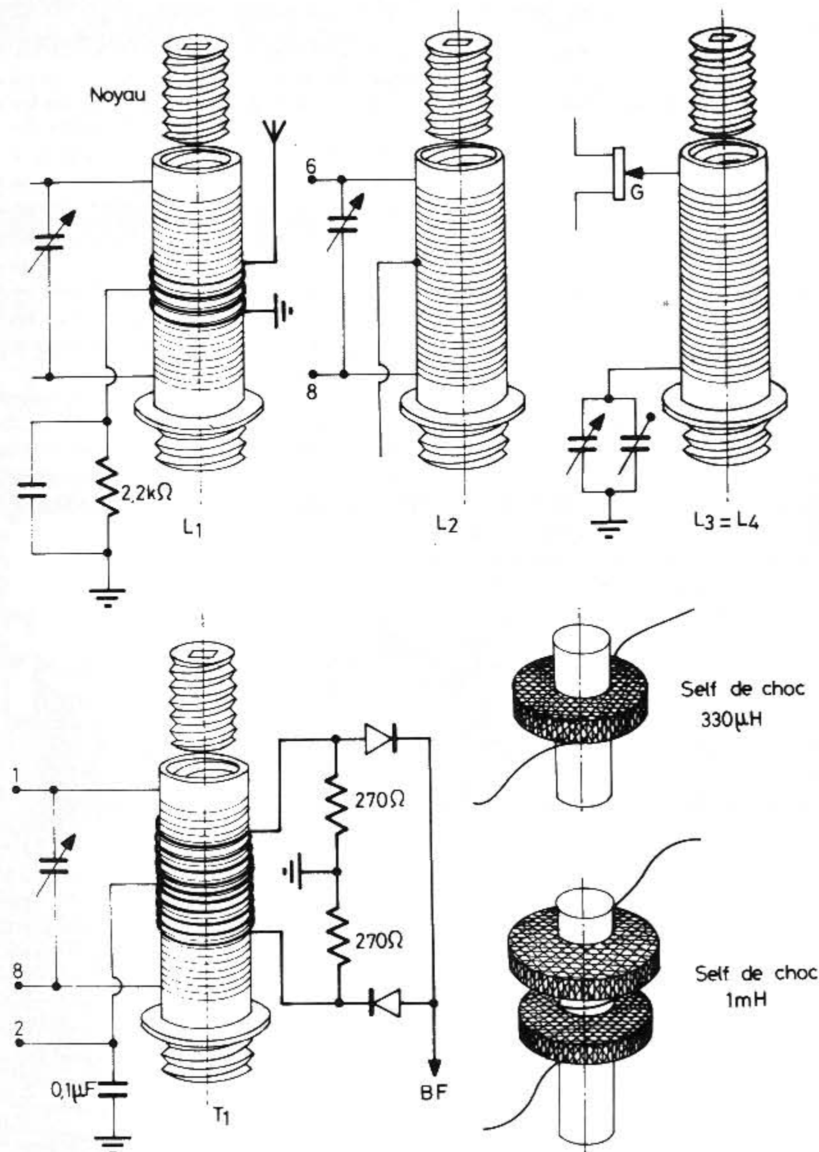


Fig. III-17. — Réalisation des bobinages.

L_3 devra résonner entre 23,6 MHz et 26,7 MHz (oscillateur local).

T_1 devra résonner sur 3,3005 MHz (valeur de la FI).

Quant au BFO, il n'y aura pas de bobinage à réaliser mais seulement un quartz fonctionnant sur 3,2998 MHz à trouver. Les selfs de choc seront de préférence des selfs de choc du commerce (de type HF) bobinées en nid d'abeilles. Si l'on veut les réaliser soi-même, il faudra bobiner au minimum une centaine de spires de fil émaillé de 0,4 mm sur un mandrin de 6 mm de diamètre, en plusieurs couches et le résultat final risque d'être moins bon qu'en utilisant des selfs de choc trouvées toutes prêtes ; néanmoins, il y a là un moyen de dépannage.

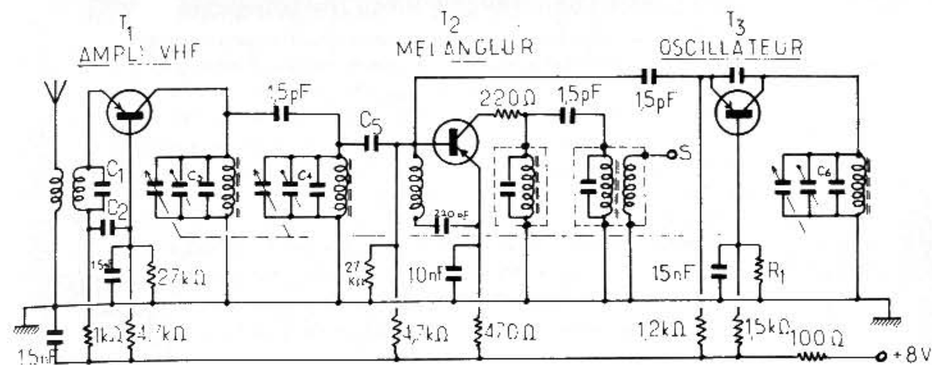
Seul le CV de 25 pF commandant la fréquence de l'oscillateur local pourra être accessible sur la face avant du coffret, et éventuellement celui de 250 pF qui commande le circuit d'accord d'entrée L_1 car tous les autres (et en particulier les CV de 600 pF) seront réglés une fois pour toutes en milieu de gamme et pour balayer la totalité de la bande 27 à 30 MHz, il suffira de tourner le CV de l'oscillateur local. Autre détail, il n'a pas été prévu de potentiomètre de gain BF. En effet, la chaîne BF n'en possède pas, mais pour faire varier le niveau de sortie du récepteur, on pourra jouer sur la sensibilité de ce dernier, c'est-à-dire en dosant le gain HF. Néanmoins pour ceux qui voudraient ajouter un contrôle purement BF, il serait facile d'intercaler ce potentiomètre à l'entrée du circuit MC1306P (voir schéma).

Avec ce récepteur « de rêve », nous avons abordé la famille des récepteurs à changement de fréquence encore appelés super-hétérodyne. Ces récepteurs à changement de fréquence présentent traditionnellement la caractéristique d'être plus sensibles et généralement plus sélectifs que les simples récepteurs à amplification directe ou à super-réaction, bien que ce ne soit pas toujours le cas !

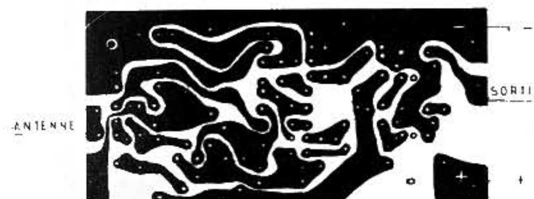
Récepteur superhétérodyne

Le montage suivant (fig. III-18) n'est autre qu'un récepteur à changement de fréquence composé de trois platines ; la première constitue la tête HF avec l'étage amplificateur d'entrée l'oscillateur local, le mélangeur et la sortie à fréquence intermédiaire sur 10,8 MHz ; la deuxième platine est constituée par l'amplificateur FI et la détection et la troisième platine sert d'amplificateur BF. Ces trois platines ont été étudiées de telle sorte que l'on puisse réaliser différents types de récepteurs en variant le type d'association ; la tête HF que nous voyons ici est la tête HF destinée à la bande 25 à 30 MHz ; mais il existe également une tête HF couvrant la gamme 115 à 140 MHz pour la bande aviation et une autre tête HF destinée à la bande 140 à 160 MHz (bande amateur et bande des radio-téléphones VHF) ; ces trois têtes HF sont prévues pour être utilisées avec la même chaîne amplificatrice FI et de même en ce qui concerne l'amplificateur BF il existe différentes variantes disponibles en fonction des résultats recherchés.

La figure III-18 montre le schéma de la platine HF utilisée pour couvrir la bande 25 à 30 MHz.



	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	R1	T1	T2	T3
27 MHz	68 pF	47 pF	10 pF	4,7 pF	8,2 pF	22 pF	2,7 pF	15 kΩ	AF126	AF126	AF125



Gain = 20 à 30 dB.
Impédance d'entrée = 50 Ω.
Impédance de sortie = 100 Ω (10,8 MHz).
Consommation : 4,5 mA sous 8 V.

Fig. III-18.

Le transistor T_1 (AF126) est utilisé en amplificateur HF ; le transistor T_3 (AF125) est l'oscillateur local et T_2 (AF126) sert de mélangeur en délivrant un signal de sortie FI sous 10,8 MHz avec une impédance de 100 Ω. L'alimentation se fera au moyen d'une tension de l'ordre de 8 V le — étant à la masse ; si l'on utilise une simple pile de 9 V, le fonctionnement en sera tout aussi correct, la consommation de cette platine étant de 4,5 mA, les trois transistors utilisés étant au germanium. Le fonctionnement de cette platine est exempt de tout problème ; de plus, le dessin du circuit imprimé est donné et il sera facile de le reproduire sans difficulté ; les fils qui arriveront à ce module seront donc : le fil d'antenne, la sortie FI et les deux fils + et — 8 V.

En ce qui concerne la deuxième platine (fig. III-19) il s'agit de l'amplificateur FI qui utilise quatre transistors et une diode de détection. Cette platine est commune à tous les types de récepteurs utilisant l'une quelconque des trois têtes HF vues plus haut. Ces quatres transistors (tous les quatre des AF126 au germanium) sont montés en cascade et le gain de la chaîne FI est de 70 dB environ avec un circuit de CAG

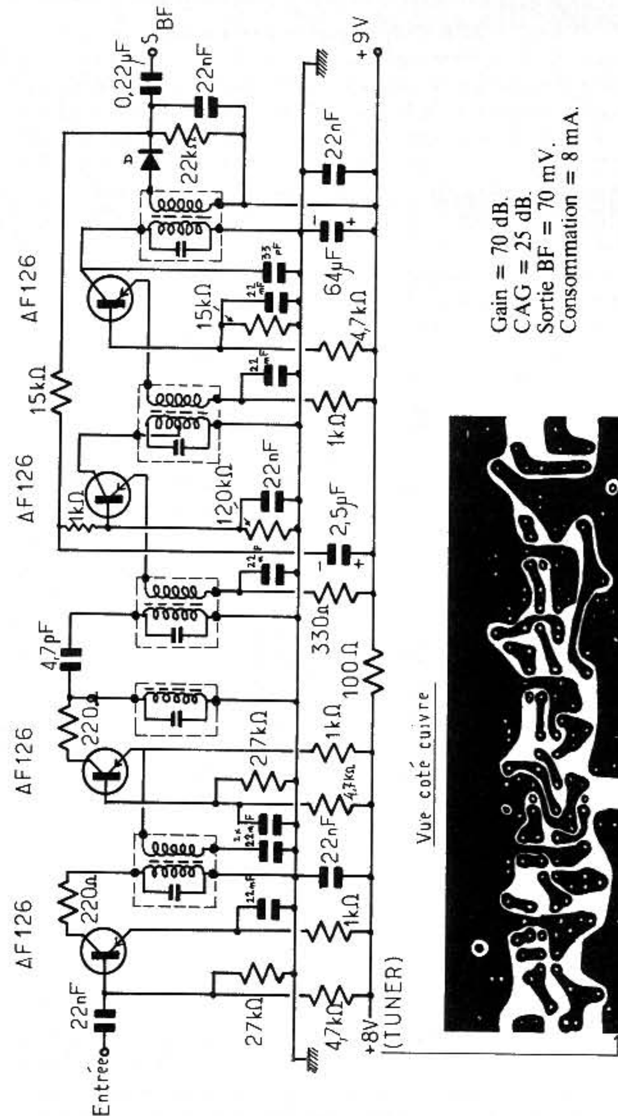




Fig. III-19.

(Contrôle Automatique de Gain) d'une efficacité de 25 dB, ce qui est intéressant. Le signal de sortie BF est d'environ 70 mV ce qui permet d'exciter directement l'entrée d'un amplificateur BF pour écouter sur haut-parleur les émissions reçues ; l'alimentation se fait en 9 V, le — étant à la masse et une sortie à 8 V a été prévue pour alimenter la platine HF en série avec la platine FI ; le dessin du circuit imprimé est facile à recopier et à titre indicatif, les dimensions du circuit de cette platine FI sont de : 50 mm de largeur et 160 mm de longueur, tandis que les dimensions de la platine HF sont de 50 mm de largeur pour 105 mm de longueur. Il s'agit dans le cas présent de circuits imprimés simple face réalisés si possible sur epoxy. La diode de détection pourra être une OA85 ou toute autre diode similaire.

Comme le fabricant de ces platines HF et FI n'avait pas prévu de fournir lui-même de platines BF, laissant toute liberté à ses utilisateurs d'employer la chaîne BF de leur choix, nous avons choisi de retenir l'amplificateur BF qui fait l'objet de la figure III-20 ; il s'agit d'un module à circuit intégré qui utilise un TAA300 qui se présente comme un boîtier de transistor TO5 à 10 pattes et dont le numérotage de chaque patte est indiqué sur le schéma ; le signal d'entrée BF est appliqué à la borne 7 après passage dans un potentiomètre de contrôle de gain de 47 kΩ et découplage

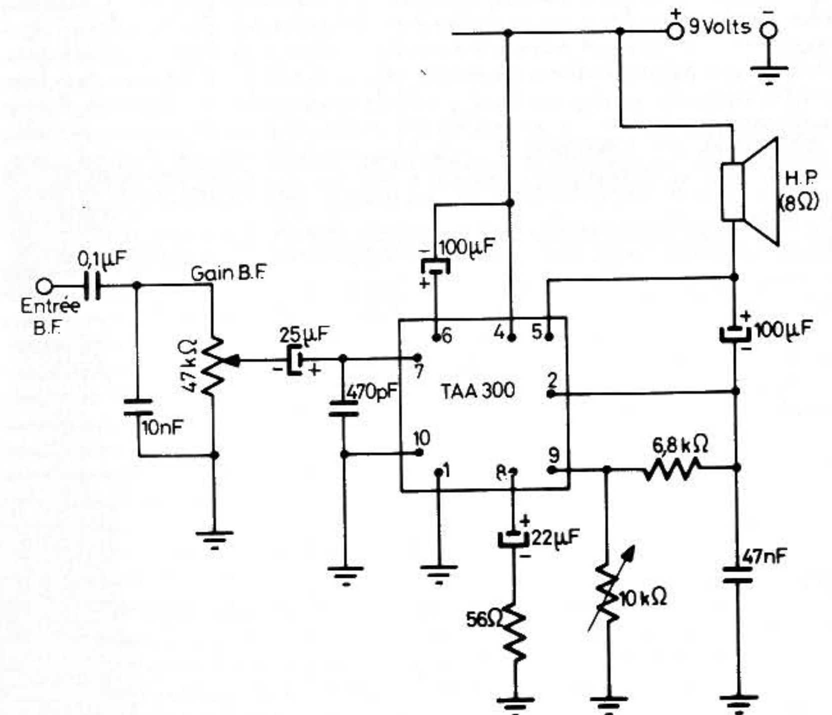


Fig. III-20. — Module amplificateur BF à circuit intégré.

Fig. III-21. — Récepteur de radio-goniométrie simplifié.

afin d'éviter les risques d'oscillations parasites ; le signal de sortie est disponible sur les bornes 2 et 5 et appliqué au HP par un condensateur chimique de 100 μF ; les bornes 1 et 10 sont directement reliées à la masse, tandis que le + alimentation (qui est là aussi du + 9 V) va à la borne 4 ; la borne 6 est découplée par 100 μF ; la borne 8 l'est par une cellule RC (56 Ω et 22 μF) et la borne 9 reçoit une polarisation ajustable au moyen d'un potentiomètre monté en résistance ajustable de 10 kΩ ; on règlera cette résistance en cours de fonctionnement de telle sorte que sur toute la plage du contrôle de gain BF, il n'apparaisse pas d'accrochages ni d'oscillation parasite. Ce montage est simple à réaliser et fonctionne parfaitement. A titre indicatif, ce circuit intégré TAA300 permet de délivrer une puissance de sortie de l'ordre de 1 W, mais dans ce cas, il est bon de le munir d'un petit radiateur à ailettes pour éviter toute augmentation excessive de chaleur qui pourrait le détériorer.

Dans le cadre des récepteurs destinés à écouter le trafic sur 27 ou 28 MHz, il est intéressant de mentionner certains montages conçus pour écouter ces émissions, certes, mais plus encore pour en localiser la source : il s'agit donc là de goniométrie, c'est-à-dire de repérage de la direction de l'émetteur ; il existe même un sport qui a pour objet de dissimuler quelque part en forêt, par exemple, un petit émetteur automatique et très discret, et les participants à ce sport doivent le retrouver le plus rapidement possible, en repérant sa direction au moyen d'un récepteur portatif et directif, et de proche en proche arriver jusqu'à l'émetteur (dissimulé généralement dans une souche d'arbre ou tout autre élément naturel) ; ce sport a pour nom « la chasse au renard » ; mais cette chasse à l'émetteur clandestin peut aussi avoir pour but de localiser une émission beaucoup moins anodine et dans ce cas, il serait plus juste de parler de chasse à l'émetteur « pirate » !

Récepteur de goniométrie miniaturisé

Le montage suivant (fig. III-21) a été réalisé il y a déjà une dizaine d'années avec des composants faciles à se procurer et d'un prix de revient des plus modiques. Ce récepteur de goniométrie simple a été prévu à l'origine pour être utilisé au cours de sorties de chasse au renard, à des fins des plus pacifiques ! Il n'utilise que trois transistors PNP au germanium et une diode ! Le premier étage est à la fois amplificateur HF, oscillateur local et mélangeur. Le deuxième transistor est le premier amplificateur à fréquence intermédiaire et le troisième transistor constitue le second étage amplificateur FI. Un circuit à diode germanium (de type OA85 ou similaire, ou de type 40P1 utilisé à l'origine) sert de détecteur et la tension d'antifading ou CAG dérivée à la sortie de cette diode est renvoyée vers l'entrée de la chaîne d'amplification FI afin de faire réagir le gain de l'amplificateur en raison inverse du signal de sortie : plus le signal de sortie est faible et plus élevé sera le gain de l'amplificateur FI et vice-versa. C'est bien là le rôle d'un contrôle automatique de gain.

Comme les transistors utilisés sont de type PNP, l'alimentation du récepteur sera telle que ce sera de + alimentation qui sera mis à la masse ; le volume BF sera ajusté au moyen d'un potentiomètre de 10 kΩ. L'écoute se fera sur écouteurs individuels insérés dans le retour du collecteur du dernier transistor OC44 monté à la fois en amplificateur FI et en détecteur. Il faut noter plusieurs remarques concernant cette réalisation : tout d'abord, il s'agit là d'un récepteur extrêmement miniaturisé pouvant

être facilement logé dans la poche. Pour ce faire, il n'a pas été jugé utile de disposer d'une écoute sur haut-parleur, donc pas d'amplificateur BF ! De plus, comme il s'agit d'un récepteur de radio-localisation, il doit être possible de tenir dans le creux de la main cet appareil et de le faire tourner afin de déterminer la direction de l'émetteur que l'on recherche ; pour cela, on recherchera non pas le signal optimal mais au contraire, l'extinction du signal, car cette mesure dite du « zéro » est beaucoup plus précise quant à la recherche de la direction et ceci d'autant plus qu'avec le CAG qui agit efficacement, la recherche d'un maximum est des plus floues, alors que la recherche d'un minimum est très pointue et par voie de conséquence, la directivité plus précise. Si l'on veut comparer ces deux méthodes de directivité on peut tracer deux courbes (fig. III-22). La figure (I) montre une courbe (a) qui correspond au maximum de réception sans CAG. La courbe montre une assez bonne directivité. La courbe (b) par contre montre un effet de directivité très amorti par l'effet du CAG. Cette courbe est très peu directive.

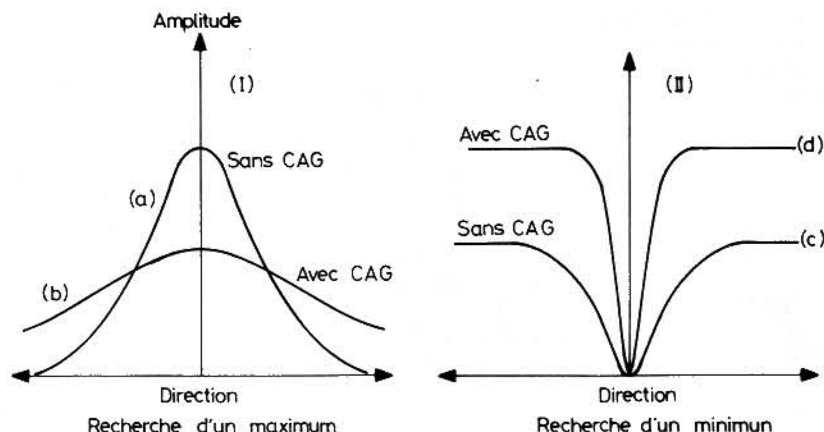


Fig. III-22. — Directivités comparées.

La figure (II) montre une courbe (c) qui correspond à la recherche d'une directivité sans CAG. La courbe fait apparaître une bonne directivité mais la courbe (d) qui correspond à une recherche de minimum avec CAG montre une excellente directivité, très pointue et c'est bien là le résultat recherché pour localiser un émetteur d'origine inconnue.

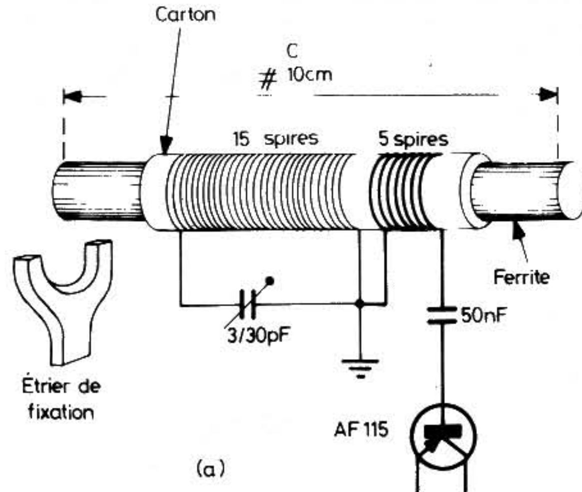
La réalisation de ce très petit récepteur ne doit pas poser de grosses difficultés. Les transistors pourront se trouver facilement bien qu'étant déjà anciens, mais disponibles un peu partout et seuls les bobinages requèrent quelque attention. Mais avant de décrire ces différents bobinages, il convient de remarquer que pour un récepteur de radio-localisation, il n'a pas été prévu de circuit de S-mètre permettant de rechercher la direction non pas simplement à l'oreille, mais en regardant les déviations d'une aiguille. La raison en est que pour miniaturiser autant que faire se peut cet appareil, ce circuit de S-mètre a été supprimé et que la dimension d'un galvanomètre était quelque peu incompatible avec les dimensions très réduites du boîtier ; mais il est très facile d'y remédier en utilisant un circuit de S-mètre tel qu'il en sera décrit plus loin dans ce chapitre et de l'adjoindre à ce récepteur en prélevant la tension de CAG pour qu'elle commande, via un dispositif amplificateur, un galvanomètre quelconque.

Comment réaliser les bobinages :

C : Il s'agit là à la fois du collecteur d'ondes directif (cadre) et du circuit d'accord d'entrée du récepteur. Le bobinage sera réalisé de la manière suivante : sur un bâtonnet de ferrite d'une dizaine de centimètres de long, on placera un carton bakélisé ou à défaut du scotch adhésif isolant, sur lequel on bobinera une quinzaine de spires en fil émaillé de 0,8 mm avec un espacement d'environ 1/2 mm entre spires ; quelques millimètres plus loin, on bobinera environ 5 spires de ce même fil, constituant l'enroulement de couplage permettant de transmettre à basse impédance le signal incident, amplifié par le coefficient de surtension du circuit accordé, à la base du transistor AF115. Le condensateur ajustable de 3/30 pF sera réglé en milieu de gamme, et il ne sera plus nécessaire d'y retoucher par la suite. Cet ensemble cadre-bobinage pourra être fixé au boîtier (plastique de préférence) au moyen de deux étriers tels que le montre le schéma III-23.

L : Le bobinage L constitue un élément des plus importants du récepteur, car il est constitué par trois enroulements, à savoir : un premier enroulement qui est un circuit accordé de l'oscillateur local, donc à haute impédance ; un deuxième enroulement de couplage qui permet de coupler la sortie émetteur du transistor AF115 à basse impédance au circuit accordé à haute impédance ; et enfin un troisième enroulement de couplage réactif de la sortie collecteur du transistor, afin de la mettre en oscillation. Ces trois enroulements seront donc bobinés sur un même mandrin à noyau plongeur tel que la figure III-23 (b) le montre. L'enroulement principal du circuit accordé à haute impédance occupe la plus grande partie du mandrin avec ses 18 spires de fil émaillé de 0,8 mm et un espacement d'environ 3/4 de mm entre spires. L'enroulement supérieur avec ses 7 spires est l'enroulement de couplage au circuit d'émetteur et l'enroulement inférieur avec 3 spires constitue l'enroulement de réaction destiné à mettre l'étage en oscillation. A noter que si l'oscillateur local ne voulait pas se mettre à osciller, il suffirait d'inverser les deux connexions aux bornes de l'enroulement inférieur ce qui est plus simple et plus rapide que d'inverser le sens de bobinage de cet enroulement, le résultat étant le même !

Les trois transformateurs FI, à savoir : T_1, T_2 et T_3 sont des modèles miniatures pour récepteurs à transistors et leur fréquence de fonctionnement est de 455 kHz. Le modèle exact importe peu pourvu qu'ils soient prévus pour fonctionner sur cette fréquence de 455 kHz et disposent de prises au tiers pour les connexions de collecteur, d'une part et d'un enroulement de couplage (secondaire) d'autre part. Ce sont des composants très communs dans le commerce.



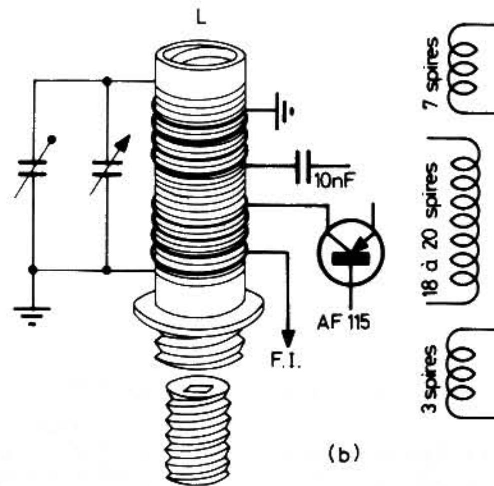


Fig. III-23. — Bobinages.

Convertisseurs

Du montage précédent, il est facile de tirer un convertisseur à la fois très simple et très intéressant ; en effet, jusqu'à présent nous n'avons vu que des récepteurs qui étaient capables de recevoir par eux-mêmes la bande des 27 à 28 MHz, mais si l'on ne dispose par exemple que d'un simple récepteur très ordinaire ne recevant que des ondes moyennes (ou PO) il est néanmoins possible de recevoir une autre bande avec ce récepteur en lui adjoignant un convertisseur ; le rôle du convertisseur est justement de « convertir » une bande quelconque en une autre bande recevable par un récepteur dont on dispose ; le principe d'un convertisseur est simple : il agit en changement de fréquence en mélangeant le signal reçu de l'antenne dans la bande que l'on désire recevoir, à un signal d'oscillation locale, de telle sorte que le signal de battement qui en résulte « tombe » dans la bande du récepteur associé ; dans le cas présent, on souhaite recevoir la bande 27 à 28 MHz et l'on dispose en tout et pour tout d'un récepteur PO ne couvrant que de 500 à 1500 kHz ; le convertisseur va donc recevoir à l'entrée la gamme 27 à 28 MHz, son oscillateur local va fonctionner entre 26 à 27 MHz de telle sorte que le signal obtenu par différence (donc par battement) tombe dans la bande PO par exemple : 1 MHz qui est le milieu de la bande PO

Ce principe est très répandu et n'est autre que le très connu montage à changement de fréquence ; il est en outre très utilisé pour la réception des gammes VHF et UHF en association avec des récepteurs ondes courtes.

Le convertisseur le plus simple (fig. III-24) utilise un seul et unique transistor AF 115 ou autre PNP au germanium ; sa base reçoit le signal d'entrée à partir du circuit accordé L_1 qui est accordé dans la bande 27 à 28 MHz ; la polarisation de base est assurée par un pont à résistances (5,2 kΩ et 56 kΩ) ; l'émetteur est polarisé par 150 Ω (valeur qui est variable en fonction du transistor utilisé) et un condensateur de 4,7 nF assure la liaison de l'émetteur du transistor à l'enroulement de couplage au circuit accordé L_2 ; le collecteur est chargé par le primaire du transformateur FI à 455 kHz (valeur standard facile à trouver dans le commerce) et par un second enroulement de couplage au circuit L_2 assurant la mise en oscillation de l'étage, tout comme dans le montage précédent. Le transistor ainsi utilisé assurera, à lui seul, les trois fonctions : amplificateur du signal d'entrée à 27 ou 28 MHz, oscillateur local sur 26,5 à 27,5 MHz et mélangeur, de telle sorte que le signal de battement égal à 455 kHz soit disponible à la sortie du transformateur FI ; ce signal de sortie sera donc prélevé sur les deux bornes de l'enroulement secondaire et acheminé à l'entrée du récepteur PO associé, réglé sur 455 kHz (à l'intérieur donc de la gamme PO) et qui recevra, en fait, non plus la bande PO mais bel et bien la bande 27 à 28 MHz, ce qui est le but recherché !

Les bobinages ne différeront pas de ceux de la figure III-23, le principe restant le même ; la recherche des stations pourra se faire de deux manières différentes, soit en faisant varier la fréquence de l'oscillateur local (en jouant sur le CV de 50 pF) sans toucher par ailleurs au récepteur PO ou bien en ne touchant pas à l'oscillateur local et en ne jouant que sur le cadran du récepteur associé, ce qui permet de très bien étaler la bande reçue et c'est la raison pour laquelle beaucoup de convertisseurs

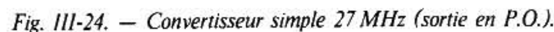


Fig. III-24. — Convertisseur simple 27 MHz (sortie en P.O.).

ne possèdent pas de commande de fréquence accessible à l'extérieur, le balayage de la bande ne s'opérant que par le récepteur associé d'où un excellent balayage fort bien démultiplié et très sélectif.

L'alimentation de ce petit convertisseur est obtenue à partir d'une simple pile de 9 V (le + étant à la masse) et sa consommation n'est que de quelques mA ; la pile sera assurée d'une longue vie ! Ce montage convertisseur pourra être facilement logé dans un coffret métallique de petites dimensions : 10 × 5 × 2 cm.

Les convertisseurs sont toujours des montages de début très appréciés car ils permettent d'obtenir des résultats immédiats et particulièrement spectaculaires avec des montages simples, peu onéreux et d'un fonctionnement immédiat.

Un convertisseur plus sophistiqué et plus sensible que le précédent est constitué par trois étages qui sont respectivement : un étage amplificateur HF, un étage oscillateur local et un étage mélangeur avec une sortie dans la gamme PO soit de 500 kHz à 1,600 MHz ; le schéma de ce convertisseur (fig. III-25) montre que trois transistors PNP au germanium sont utilisés avec une alimentation en 12 V, le + étant à la masse.

Ce montage déjà relativement ancien, puisqu'il date de plus de 15 années a été étudié et réalisé par l'A.R.R.L. qui est l'association américaine des radio amateurs et dont les réalisations sont toujours exemplaires. L'amplificateur HF utilise un 2N1396 de même que le mélangeur ; par contre l'oscillateur local utilise quant à lui un 2N384. Si l'on éprouve quelque difficulté pour se procurer ces composants, on trouvera à la fin de cet ouvrage des tables d'équivalence pour remplacer tel ou tel transistor « introuvable » par un équivalent disponible dans le commerce. Afin de simplifier les choses, il n'a pas été prévu dans ce montage de balayer la bande 27 à 28 MHz à partir du convertisseur mais seulement à partir du récepteur associé réglé en PO. Cela veut dire, que les étages du convertisseur seront accordés une fois pour toutes, en milieu de bande et que l'on pourra parcourir la gamme 26,8 à 27,9 MHz en balayant la bande 500 kHz à 1,600 MHz sur le récepteur associé. L'oscillateur local sera piloté par un quartz dont on va calculer la fréquence : quelle est la fréquence centrale de la bande que l'on veut recevoir ?

Réponse : 27,350 MHz qui est le milieu de la gamme 26,8 à 27,9 MHz. Quelle est la fréquence centrale de la bande PO du récepteur associé ?

Réponse : 1,050 MHz qui est le milieu de la bande 500 kHz à 1,600 MHz. Quelle sera donc la fréquence de l'oscillateur local ?

Réponse : 27,350 — 1,050 = 26,300 MHz qui est la fréquence de battement entre les deux fréquences calculées plus haut. L'oscillateur local devra donc fonctionner sur 26,300 MHz et le quartz devra pouvoir travailler sur cette fréquence. Par voie de conséquence, le circuit oscillant de l'oscillateur local (L_3) devra être accordé sur cette même fréquence de 26,300 MHz, de telle sorte que si l'étage d'entrée (L_1) est accordé sur 27,350 MHz, le mélange entre les deux fréquences 27,350 d'une part et 26,300 d'autre part, donne en sortie un signal de battement de 1,050 MHz qui sera envoyé à l'entrée du récepteur associé qui le détectera dans le milieu de la gamme PO et le tour sera joué. Ainsi donc, lorsque le cadran du récepteur PO sera réglé sur 1,050 MHz, on recevra en fait la fréquence 27,350 alors que lorsque le cadran sera sur 500 kHz (limite inférieure de la bande PO), on recevra en fait 26,300 + 0,500 = 26,800 MHz et lorsque le cadran sera sur la limite supérieure de la bande PO soit 1,600 MHz on recevra : 26,300 + 1,600 = 27,900 MHz.

Plusieurs remarques sont à formuler. La sensibilité sera meilleure sur le milieu de la bande reçue, soit : 27,350 car dans ce cas, tous les circuits accordés seront à leur fréquence de résonance. Par contre, aux extrémités supérieures et inférieures de bande, la sensibilité sera moindre, mais néanmoins très suffisante pour une écoute dans de très bonnes conditions. Quoiqu'il en soit, et comme la sensibilité sera la meilleure aux environs de 27,350 MHz, et comme c'est dans cette plage de fréquence qu'il y a une densité maximale de liaisons radioélectriques, la perte relative de sensibilité aux extrémités de bande ne sera que de peu d'importance.

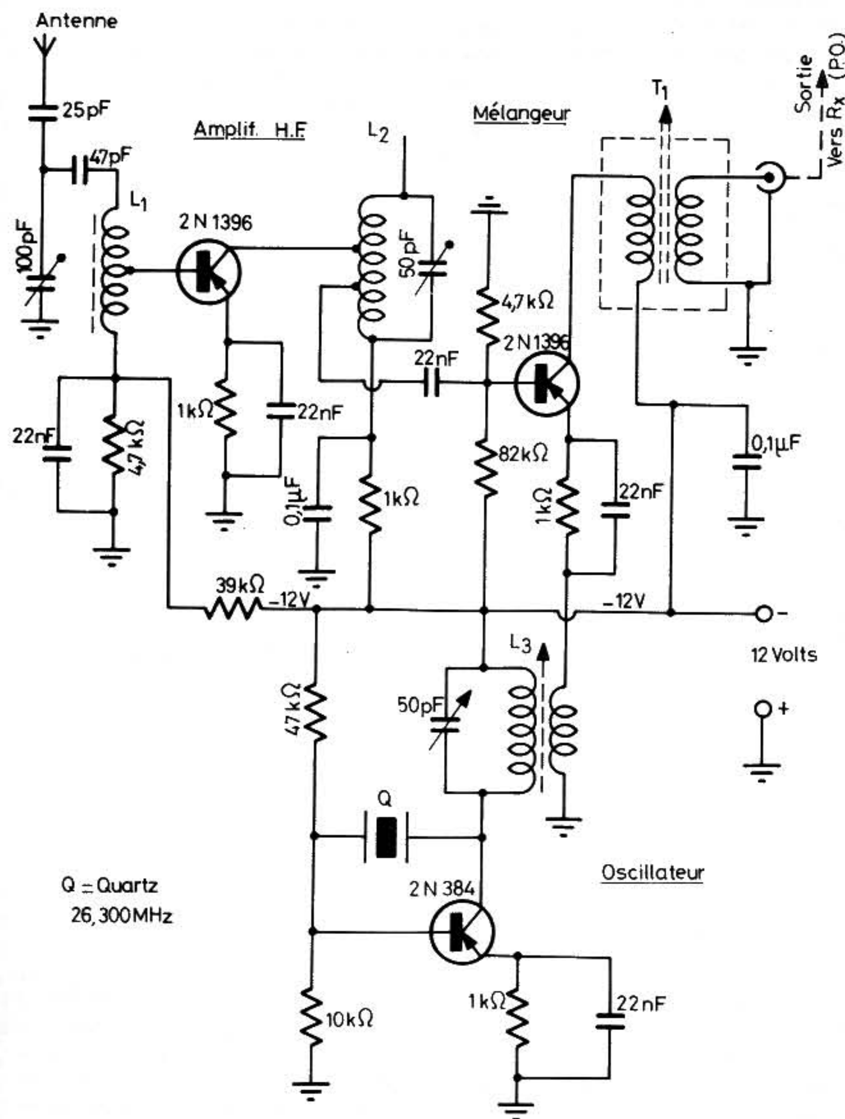


Fig. III-25. — Convertisseur 27 MHz à 3 transistors (sortie en P.O.).

Les bobinages auront les caractéristiques suivantes :

L_1 : 10 spires de fil émaillé de 0,8 mm sur mandrin de 8 mm avec une prise à 2 spires côté alimentation ; espacement 1 mm entre spires.

L_2 : identique à L_1 mais avec une prise à 2 spires côté « froid » et une prise de la 8e spire pour la connexion collecteur.

L_3 : 20 spires de fil émaillé de 0,8 mm sur mandrin de 8 mm avec 1/2 mm entre spires ; l'enroulement de couplage aura 1 spire couplée vers le milieu de L_3.

T_1 : Transformateur FI de 1 MHz si possible ou à défaut un transformateur FI à 455 kHz dont on aura supprimé les capacités d'accord afin de le rendre moins sélectif (bande passante souhaitée : de 500 à 1600 kHz).

Comme dans tous les convertisseurs, la liaison entre la sortie du convertisseur et l'entrée du récepteur associé s'effectuera au moyen d'un câble coaxial de bonne qualité et d'une longueur maximale de 1 m à 1,5 m. L'impédance exacte de ce câble coaxial importe peu. La réalisation de ce convertisseur doté d'excellentes performances pourra se faire sous forme d'un petit coffret de dimensions modestes : 10 × 6 × 3 cm. Le coffret sera de préférence métallique et fera office de blindage.

Le convertisseur précédent utilisait comme récepteur associé un petit récepteur PO. Il peut arriver que l'on dispose d'un récepteur à modulation de fréquence destiné à recevoir les émissions de la gamme 88 à 108 MHz en FM, dans ce cas, il serait intéressant de pouvoir utiliser un convertisseur permettant l'écoute de la gamme 27/28 MHz à partir d'un récepteur FM. Un tel convertisseur est facile à réaliser et son schéma (fig. III-26) montre l'emploi de trois transistors là encore de type PNP au germanium, à savoir : AF 134 pour l'étage amplificateur d'entrée, AF 135 pour l'oscillateur local et à nouveau AF 135 pour l'étage mélangeur. Le signal de sortie tombera dans la gamme FM : 88 à 108 MHz, ce qui est bien le but recherché.

L'oscillateur local fonctionnant aux environs de 68 MHz, il sera aisé de recevoir la bande 26,5 à 30 MHz en balayant sur le récepteur FM la plage : 26,5 + 68 = 94,5 MHz à 30 + 68 = 98 MHz. La première constatation à faire est de mentionner que dans ce type de conversion, l'étalement de la bande sera faible, voire médiocre, puisque l'on balaiera plus de 3 MHz de bande ondes courtes avec un déplacement de l'aiguille du récepteur FM de 1 cm ou moins ! mais, par contre, on pourra recevoir une bande OC beaucoup plus large, puisque l'on pourra recevoir de : 88 − 68 = 20 MHz à 108 − 68 = 40 MHz. La bande reçue sera donc de 20 à 40 MHz !

On règlera donc les circuits accordés du convertisseur sur :

L_1 sur environ 30 MHz, de même que L_2.
L_3 sur environ 100 MHz (milieu de la bande FM : 88 à 108 MHz).
L_4 sur environ 68 MHz.
L_5 et L_6 seront des selfs de choc VHF que nous verrons plus loin.

Le schéma de ce convertisseur original (fig. III-26) est traditionnel en ce qui concerne l'étage d'entrée ainsi que le mélangeur. Les émetteurs sont polarisés par des cellules RC, tandis que les collecteurs sont chargés par les primaires des circuits accordés HF, pour le premier et VHF pour le second. Les deux bases sont polarisées au moyen de deux potentiomètres de 25 kΩ chacun qui permettent de doser avec soin les conditions de fonctionnement de chaque transistor. L'injection du signal de

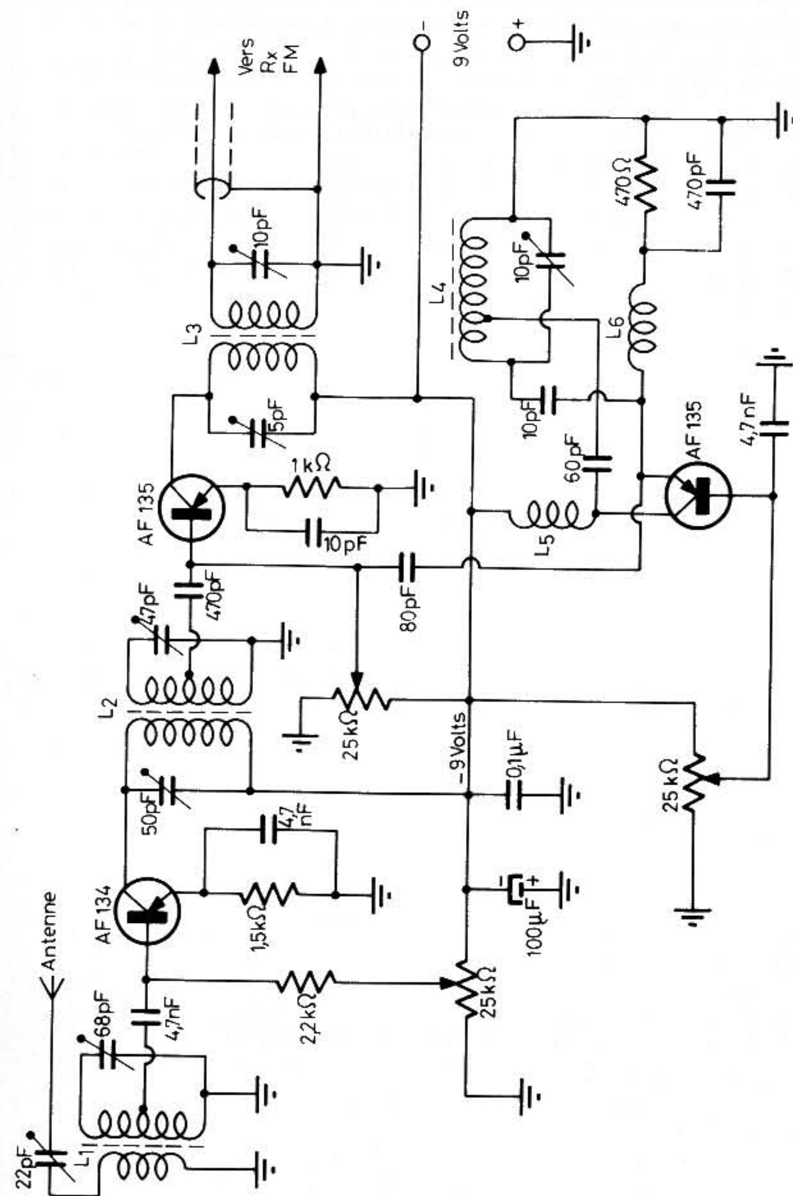


Fig. III-26. — Convertisseur 27 MHz (sortie FM 100 MHz).

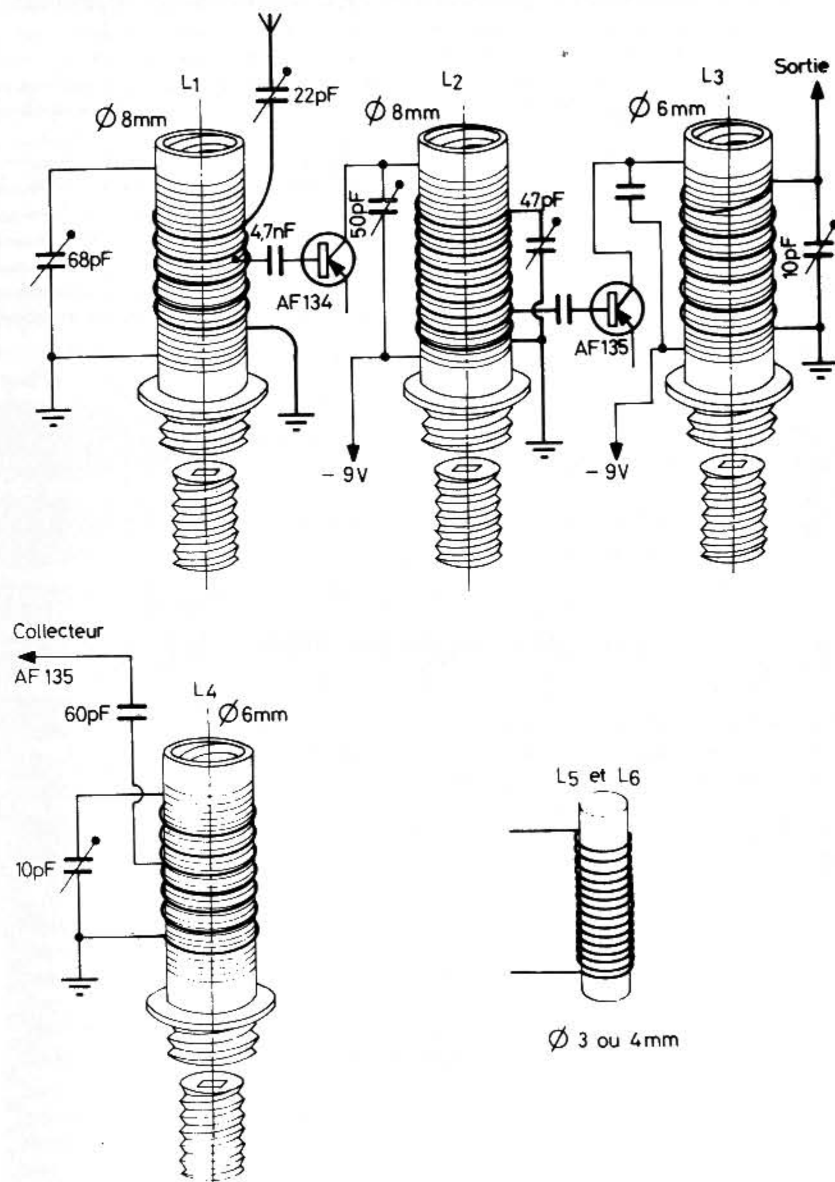


Fig. III-27. — Bobinages du convertisseur 27 VHF FM.

l'oscillateur local se fait au moyen d'une capacité de 80 pF qui amène le signal à la base du transistor mélangeur. Seul, l'oscillateur local présente quelque originalité apparente. Sa base qui est, elle aussi, polarisée à partir d'un potentiomètre de 25 kΩ est découplée par 4,7 nF.

Son émetteur est polarisé par une cellule RC (470 Ω et 470 pF) montée en série avec une self de choc VHF (L_6).

Le collecteur est lui aussi alimenté à partir du — 9 V au travers d'une self de choc VHF (L_5). Un circuit oscillant (L_4) fixe la valeur de la fréquence de l'oscillation locale, oscillation qui est entretenue par un couplage réactif entre l'émetteur et le collecteur du transistor, par le truchement de capacités de couplage et de mise en phase (10 pF et 60 pF).

Ce convertisseur, alimenté à partir d'une simple pile de 9 V (le + étant à la masse), est doté d'une consommation d'environ 12 mA. Les transistors utilisés, bien que n'étant pas particulièrement récents, sont par contre très répandus et très faciles à trouver, tant à Paris qu'en province ou à l'étranger.

On réalisera les bobinages de la manière suivante :

L_1 : 15 spires de fil émaillé 0,8 mm sur mandrin de 8 mm avec prise à 5 spires côté masse, pour la connexion de base.
Enroulement de couplage : 4 spires couplées vers le milieu de L_1.

L_2 : Enroulement secondaire identique à L_1 avec prise à la 5e spire pour la connexion de base du transistor mélangeur.
Enroulement de couplage primaire : 15 spires bobinées autour de L_2 (voir croquis III-27).

L_3 : 4 spires de fil argenté de 0,8 mm ou 1 mm sur mandrin de 6 mm enroulement de couplage : 4 spires couplées à L_3 (voir croquis).

L_4 : 5 spires de fil argenté 0,8 mm sur mandrin de 6 mm (1 mm entre les spires). Prise à 2 spires côté opposé à la masse.

L_5 et L_6 : Une dizaine de spires de fil émaillé bobinées à spires jointives sur un petit mandrin isolant de 3 ou 4 mm de diamètre.

Ce convertisseur pourra être réalisé sous forme d'une carte de dimensions 120 × 60 mm qui sera placée à l'intérieur d'un boîtier métallique faisant office de blindage.

Préamplificateur d'antenne

Après avoir vu un certain nombre de récepteurs et de convertisseurs permettant l'écoute de la bande 27 à 30 MHz, il n'est pas inutile de rappeler que dans certains cas l'écoute est parfois difficile car les émissions peuvent être très faibles, l'antenne du récepteur plus ou moins bien dégagée, et le récepteur plus ou moins sensible ; comment y remédier ? L'une des solutions consiste à munir le récepteur d'un préamplificateur d'antenne qui sera intercalé entre l'antenne de réception et l'entrée du récepteur (ou du convertisseur) et qui améliorera les conditions de réception en

amplifiant le signal reçu par l'antenne (et autant que possible pas trop le bruit de fond !). Il existe un grand nombre de types de préamplificateurs d'antenne ; que ce soit à large bande ou à bande étroite, à grand gain ou à gain moyen, à circuits accordés ou apériodiques ; nous donnons maintenant deux schémas de préamplificateurs d'antenne, à large bande, à gain intéressant, à faible bruit de fond et qui sont assez largement utilisés par les stations d'écoutes amateurs. Le premier montage (fig. III-28) n'utilise qu'un seul transistor T qui sera du type NPN au silicium (ce pourra être un BF117, ou BF123, BF140, BF166, BF173, BF185, BF197, BF199, BF206, BF224 ou BF225, ou même un 2M3300, 2M3693 ou un 2M3932... on a le choix !) Son blindage est relié à la masse, sa base est polarisée par un pont de résistances (39 kΩ et 6,8 kΩ), son émetteur polarisé par une cellule RC (1,5 kΩ et 0,1 μF) et son collecteur est chargé par une résistance de 4,7 kΩ. Le signal de sortie est prélevé sur le collecteur au moyen d'une capacité de 10 nF et envoyé à l'entrée du récepteur utilisé.

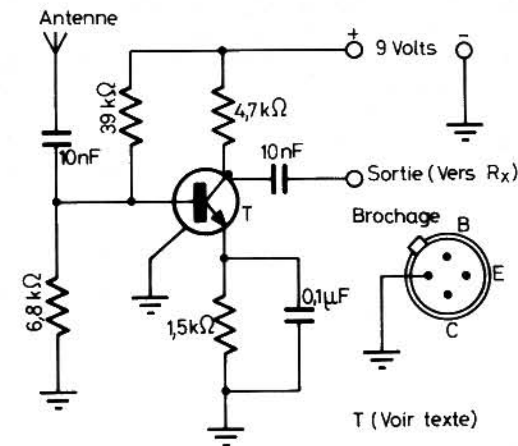


Fig. III-28. — Préamplificateur d'antenne à un seul transistor.

Un tel préamplificateur est simple à réaliser, il ne nécessite pas de circuits accordés et sa bande passante est des plus large ; il pourra être utilisé aussi bien on ondes moyennes, qu'en ondes courtes, voire en VHF. Le gain apporté est de l'ordre d'une dizaine de dB, ce qui est très appréciable en cas de réception difficile. Alimenté à partir d'une petite pile de 9 V (le — à la masse) et d'une consommation très réduite, ce préamplificateur pourra être logé dans un boîtier de dimensions : 4 × 4 × 2 cm, donc très compact !

Le second pré-amplificateur d'antenne (fig. III-29) utilise deux transistors NPN au silicium alimentés également en 9 V (le — étant à la masse). Les deux transistors sont montés suivant le schéma d'un amplificateur à courant continu, la base du second étant directement reliée au collecteur du premier ; la base du premier est polarisée par un pont de résistances (18 kΩ et 4,7 kΩ). Son émetteur est mis à la masse, tandis que le collecteur est chargé par une résistance de 330 Ω qui alimente

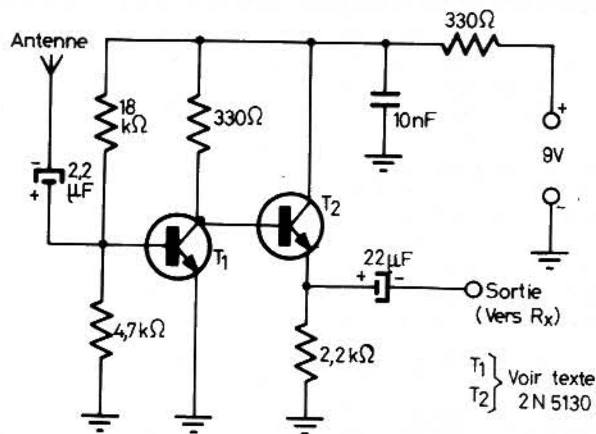


Fig. III-29. — Préamplificateur d'antenne à 2 transistors.

également la base du n° 2, dont le collecteur est relié à la tension positive d'alimentation et dont l'émetteur est chargé par une résistance de 2,2 kΩ. La tension de sortie amplifiée est prélevée sur cet émetteur par une capacité de 2,2 μF et envoyée au récepteur.

Ce montage ne pose aucun problème. Son gain est de l'ordre de 12 à 15 dB et comme il n'y a aucun circuit accordé, il peut être considéré comme étant à très large bande. Utilisé par de nombreuses stations d'écoutes, il couvre facilement la gamme GO, la gamme PO et les ondes courtes jusqu'à environ 150 MHz, c'est-à-dire déjà la bande amateur des « deux mètres ». Il fonctionnera donc parfaitement dans la gamme 27 à 30 MHz, objet de cet ouvrage. Les deux transistors utilisés seront de préférence des 2N5130 (ou similaires), et la réalisation sous forme d'un petit boîtier de dimensions modestes : 70 × 50 × 20 mm le rendra très compact et facile à utiliser.

Les deux montages préamplificateurs que nous venons de voir sont donc à très large bande et à gain moyen. Mais, comme la bande passante est large, non seulement le signal reçu est amplifié mais aussi le bruit de fond et c'est la raison pour laquelle il est souvent préférable d'utiliser des préamplificateurs d'antenne ne disposant que d'une bande passante plus réduite mais d'un gain plus élevé, et par voie de conséquence d'une amplification moindre du bruit de fond.

Ce genre de préamplificateur utilisera donc des circuits accordés tant à l'entrée qu'à la sortie et comme le gain sera fonction du coefficient de surtension de ces circuits accordés (et du gain du ou des transistors utilisés), il sera nécessaire d'obtenir un « Q » (ou coefficient de surtension) aussi élevé que possible. Or, on a dit plus haut que les transistors à effet de champ (ou FET) sont caractérisés par une très forte impédance d'entrée qui n'amortit pratiquement pas le circuit accordé auquel le FET est associé. On utilisera donc en priorité les transistors FET dans ces préamplificateurs d'antenne. Un tel montage, qui est, par ailleurs des plus classiques

(fig. III-30) utilise un FET de type 2N3823 qui est très répandu et dont les caractéristiques sont excellentes pour ce genre d'applications. Le signal reçu par l'antenne est appliqué au circuit accordé d'entrée (L_1) dont le coefficient de surtension sera de 500 à 800 si possible. Une capacité de 470 pF conduira ce signal ainsi mis à la résonance à la gate du transistor FET, gate qui est polarisée par une résistance de 12 kΩ, résistance relativement élevée qui n'amortira pas trop le « Q » de la bobine L_1. La source du FET est polarisée par une cellule RC (3,9 kΩ et 470 pF) tandis que le drain est chargé par le circuit accordé de sortie (L_2) et par une résistance de 1 kΩ découplée par 470 pF. Le signal de sortie amplifié sera disponible aux bornes de l'enroulement de couplage disposé sur L_2, et appliqué à l'entrée du récepteur proprement dit. Le gain d'un tel préamplificateur sera de l'ordre de 15 à 20 dB, voire d'avantage, en fonction de la méthode de réglage des bobinages, méthode que nous allons détailler maintenant.

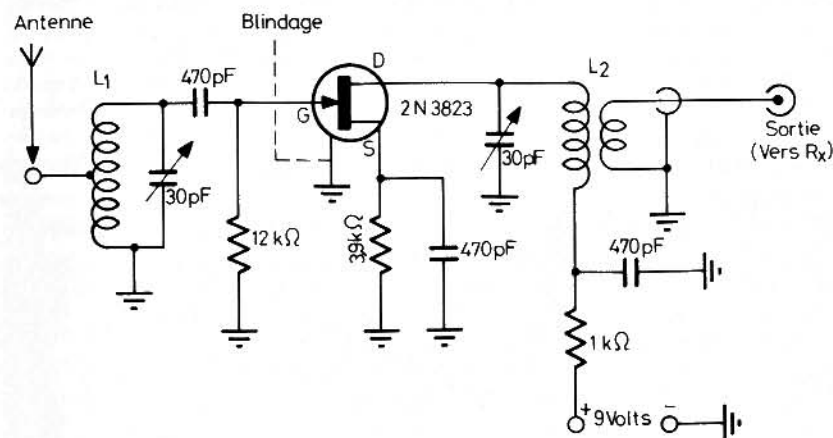


Fig. III-30. — Préamplificateur d'antenne à FET et grand gain.

Regardons la figure III-31 : elle montre différents graphiques. Si l'on accorde les deux circuits L_1 et L_2 sur la fréquence centrale de la bande à recevoir, soit environ 28,5 MHz qui est sensiblement le milieu de la bande 26,8 à 30 MHz, la bobine L_1 qui a un coefficient de surtension meilleur que celui de la bobine L_2, donne une amplitude plus forte que pour L_2, et le gain final de l'ensemble préamplificateur sera très élevé. L'accord sera très pointu et la bande reçue dans de très bonnes conditions, par voie de conséquence très étroite. C'est ce que montre la figure (a). Par contre, si l'on décale les accords des deux bobines L_1 et L_2 en prenant par exemple 27,5 MHz pour l'accord de L_1 et 29,5 MHz pour l'accord de L_2, l'accord final sera moins pointu et la bande utilisable beaucoup plus large. C'est ce que montrent les graphiques (b), alors qu'en (a) avec deux accords centrés sur la même fréquence (28,5 MHz dans le cas présent), la sensibilité serait excellente sur cette fréquence, mais très médiocre tant sur la partie inférieure que sur la partie supérieure de la bande. Il y aura donc tout intérêt à réaliser cet accord décalé de telle sorte que le gain efficace du préam-

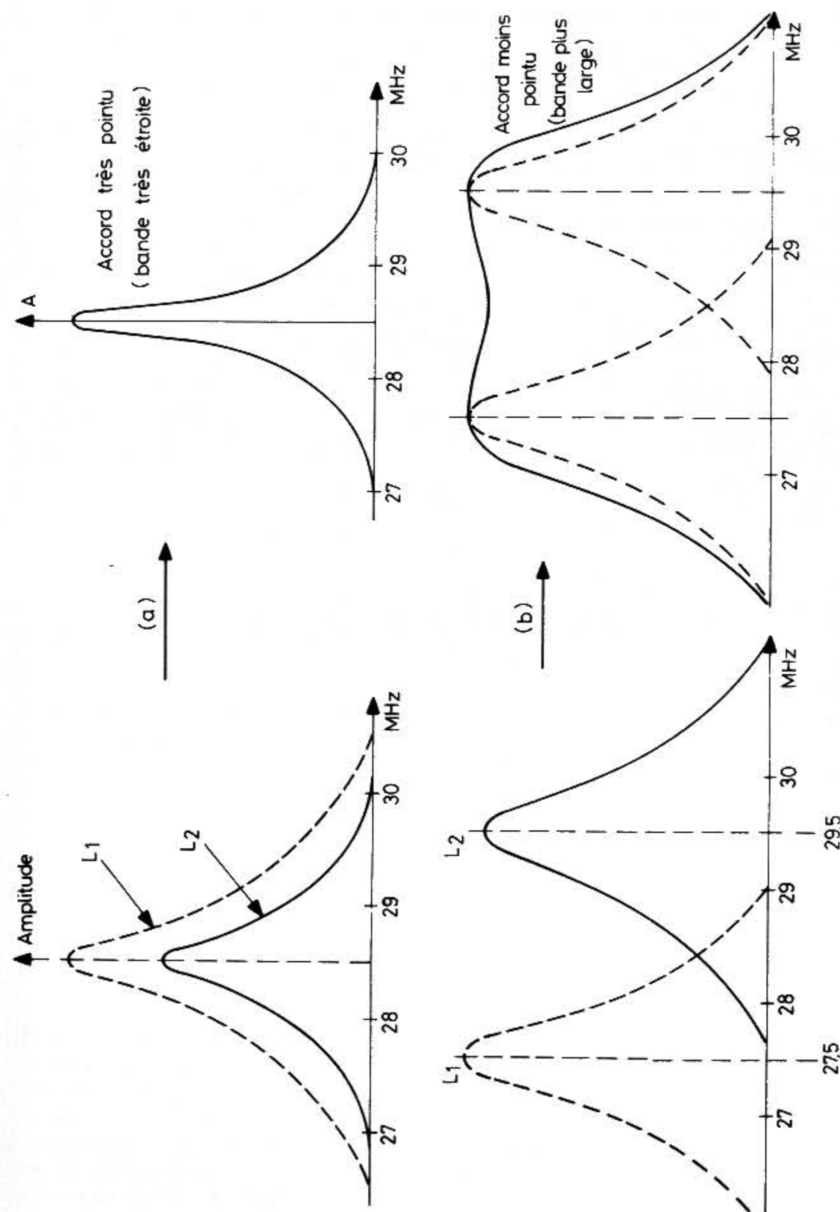


Fig. III-31. — Influence de l'accord décalé des circuits d'entrée et de sortie.

plificateur soit très correct sur toute l'étendue de la gamme à recevoir, tout en maintenant le niveau de bruit de fond à une valeur des plus minimes ; quant à ces bobinages L_1 et L_2, ils auront respectivement :

L_1 : 25 spires de fil émaillé de 0,8 mm sur un mandrin de 8 mm sans noyau avec une prise à la sixième spire côté masse pour la prise d'antenne ; espacement entre spires : 1/2 mm environ.

L_2 : 16 spires de fil émaillé de 0,8 mm sur un mandrin de 8 mm sans noyau, avec 1/2 mm entre spires et un enroulement de couplage de 3 spires couplées côté alimentation.

Dernier détail concernant ce montage : en raison de la forte impédance d'entrée du transistor FET et compte tenu du coefficient de surtension élevé du circuit L_1, il y a tout intérêt à placer un blindage entre les deux bobinages de telle sorte qu'il n'y ait pas de risque d'auto-oscillations ni d'accrochages.

Un autre montage de préamplificateur d'antenne à FET très voisin du précédent, mais qui utilise un MPF102, dont l'éloge n'est plus à faire ! Ce montage (fig. III-32) ne diffère du précédent que par une boucle de neutrodynage constituée par une résistance de 10 kΩ en série avec une capacité de 1 nF placée entre la gate et le drain du transistor. Il n'est pas inutile de prévoir là encore un blindage entre les bobinages d'entrée et de sortie, bobinages qui auront :

L_1 : Identique à L_1 du montage précédent, mais sans prise d'antenne et avec un enroulement de couplage de 5 spires côté masse.

L_2 : Identique à L_2 du montage précédent.

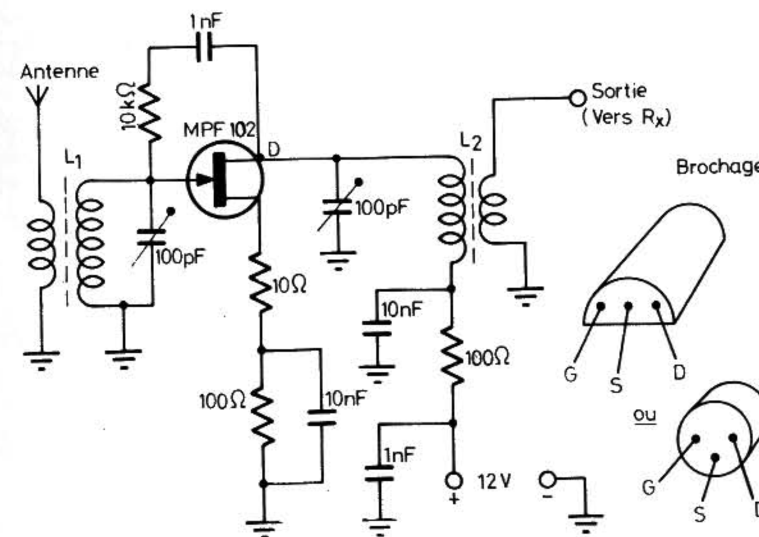


Fig. III-32. — Préamplificateur d'antenne à FET.

Le brochage du FET est donné sur la figure à droite du schéma. Dernière particularité de ce schéma : il est alimenté en 12 V contrairement au précédent qui ne nécessitait que 9 V.

Une autre configuration de préamplificateur d'antenne à FET (fig. III-33) montre un schéma où la gate est à la masse. Le signal d'entrée amplifié par le circuit oscillant L_1 arrive sur la source et le signal de sortie amplifié est recueilli sur le drain. Le transistor utilisé est du type 2N5486 ; cette configuration pour laquelle la gate est à la masse présente l'avantage suivant : si l'on accorde les deux circuits L_1 et L_2 sensiblement sur la fréquence centrale de la bande à recevoir, le gain de l'étage sera légè-

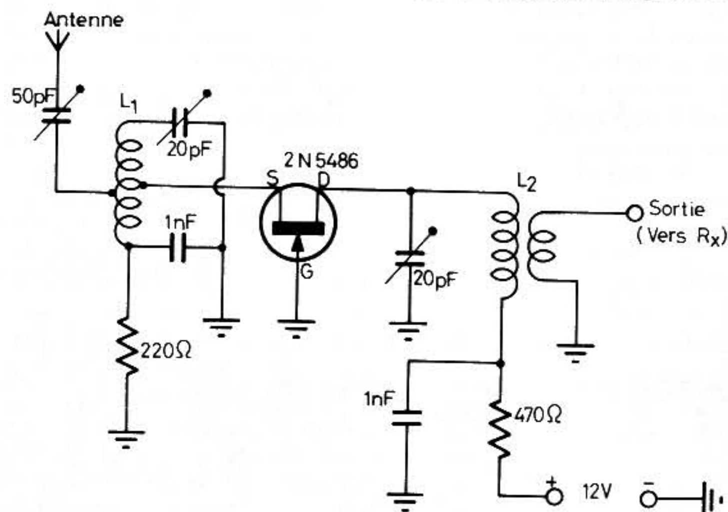


Fig. III-33. — Préamplificateur à FET avec gate à la masse.

rement inférieur à celui de la configuration précédente où la gate était l'électrode commandée par le signal incident, mais par contre, la bande passante utile est plus élargie, en raison des capacités internes du FET et des impédances internes des jonctions qui viennent interférer avec les circuits accordés, d'une manière plus importante que dans la configuration utilisée plus haut. On devra également en tenir compte dans le calcul des bobinages, à savoir :

L_1 : 15 spires de fil émaillé de 0,8 mm sur un diamètre de 8 mm avec une prise à la cinquième spire côté masse pour le branchement d'antenne et une prise à la huitième spire, côté masse pour la connexion de source. Espacement entre spires : 1/2 mm.

L_2 : 15 spires de fil émaillé de 0,8 mm sur un diamètre de 8 mm avec un enroulement de couplage de 3 spires côté alimentation. Espacement entre spires : 1/2 mm.

C'est un transistor à effet de champ à deux gates de type 40673 qui est utilisé dans le préamplificateur d'antenne à hautes performances (fig. III-34). Le signal d'entrée est appliqué à la gate n° 1, alors que la gate n° 2 est seulement polarisée

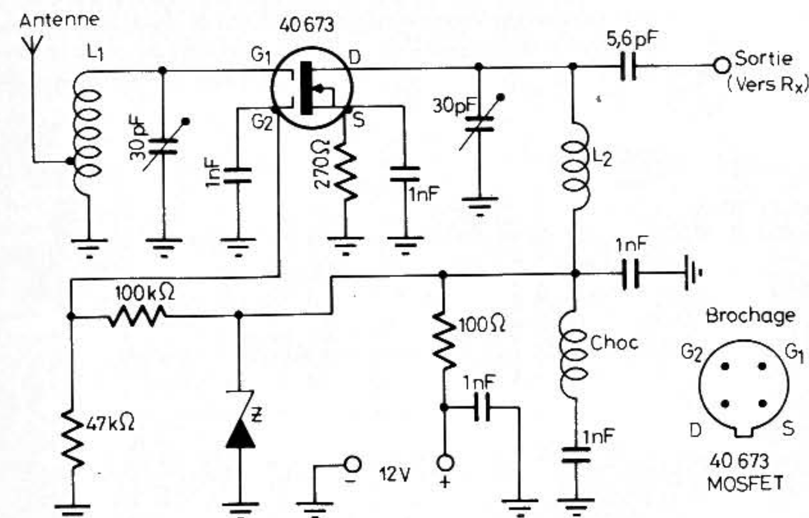


Fig. III-34. — Préamplificateur à FET à 2 gates.

par un diviseur de tension à résistances (47 kΩ et 100 kΩ) et découplée par 1 nF. La tension d'alimentation continue est stabilisée par une diode zener de type 10 V, ce qui est imposé par la technologie des MOSFET, famille à laquelle appartient le FET 40673. Le signal de sortie est directement prélevé sur le circuit de drain au moyen d'une petite capacité de 5,6 pF. L'alimentation du préamplificateur sera en 12 V, le — étant à la masse, les bobinages utilisés auront respectivement :

L_1 : 17 spires de fil émaillé de 0,8 mm sur un diamètre de 8 mm avec une prise d'antenne à la sixième spire à partir de la masse.

L_2 : Identique à L_1 mais sans prise.

Choc : Self de choc de 33 μH (4 spires de fil isolé sur un très petit tore en ferrite).

Le montage suivant utilise encore ce même MOSFET de type 40673 dans une configuration quelque peu différente. Il s'agit d'un préamplificateur d'antenne à grand gain (25 dB de gain) et à très faible souffle (moins de 1 dB de bruit de fond) qui est utilisé tout particulièrement dans les liaisons avec les satellites artificiels travaillant sur 29 MHz. Il s'agit donc là d'un circuit doté de très bonnes performances que nous ne saurions trop recommander en raison de son efficacité certaine ; il a été mis au point par le laboratoire de l'ARRL aux U.S.A.

Le schéma (fig. III-35) montre que les circuits de source et de gate n° 2 sont à peu de choses près identiques à ceux de la figure précédente, mais par contre le circuit d'entrée nécessite une self de choc pour obtenir la polarisation de la gate n° 1, tandis que le circuit de sortie montre une bobine L_2 amortie par une résistance de 2 kΩ et disposant d'une prise au milieu pour prélever le signal de sortie qui est ensuite appliqué à l'entrée du récepteur. Une diode de type 1N914 est utilisée pour préserver

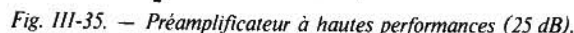


Fig. III-35. — Préamplificateur à hautes performances (25 dB).

la vie du transistor MOSFET au cas où l'on intervertirait la polarité de l'alimentation. Dans ce cas, la diode bloquerait le passage du courant et le transistor serait protégé ; les MOSFET sont très fragiles ! Réalisé dans de bonnes conditions par l'ARRL, ce préamplificateur a donné un gain de l'ordre de 25 dB et une figure de bruit typique de 1 dB, mais diminuant par moment à 0,7 dB seulement de bruit, ce qui est tout particulièrement excellent.

La bobine L_1 montée en série avec la gate N° 1 aura : 25 spires de fil émaillé de 0,8 mm bobiné sur un petit tore en ferrite, tandis que la bobine L_2 aura : 22 spires de ce même fil bobiné sur un autre tore avec une prise à la septième spire à partir du point d'alimentation. La réalisation de ces deux bobines (fig. III-36) montre l'extrême facilité qu'il y a à mener à bien la confection de bobinages toroïdaux en ondes courtes ! Le diamètre de ces deux tores est d'environ 15 mm de diamètre extérieur. Alimenté sous 12 V, ce préamplificateur consomme de 3 à 7 mA. La self de choc a une valeur de 22 μH et sera réalisée en bobinant quelques spires de fil isolé dans une ferrite prévue à cet effet (voir le croquis).

Jusqu'à présent nous avons employé des transistors conventionnels et des FET pour la réalisation des préamplificateurs d'antenne, mais pas encore de circuits intégrés ; ce sera chose faite avec le montage de la figure III-37 qui montre un préamplificateur utilisant un circuit intégré de type MC1590 G qui permet d'obtenir avec cette configuration un gain de 25 dB et une large bande passante. En effet, conçu et réalisé par l'ARRL, ce préamplificateur peut être utilisé entre 1 MHz et 56 MHz avec un gain nominal de 25 dB, si l'on ne place pas d'étage accordé à son entrée (cas de la fig. III-37) et seulement un circuit accordé en sortie, alors que ce gain pas-



Fig. III-36. — Bobinages toroïdaux.

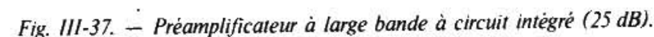


Fig. III-37. — Préamplificateur à large bande à circuit intégré (25 dB).

sera à 30 dB si l'on place deux circuits accordés : un à l'entrée et un second en sortie (cas de la fig. III-38) ; fabriqué par Motorola, ce circuit intégré donne une figure de bruit d'environ 13 dB à 30 MHz (ce qui est notre cas) pour un gain de 40 dB.

Alimenté sous une tension continue de 12 V (le — étant à la masse) ce préamplificateur consomme 40 mA, ce qui est fort honorable. Les bobinages T, T_1 et T_2 devront être calculés pour pouvoir résonner dans la bande 27 à 30 MHz, c'est-à-dire : T identique à T_2 aura : 25 spires de fil émaillé de 0,8 mm bobinées sur un mandrin de 8 mm à noyau et l'enroulement de couplage aura une dizaine de spires bobinées à l'extérieur de l'enroulement primaire. L'enroulement primaire disposera d'une prise médiane (à 12,5 spires) destinées à la connexion de la borne 7 du circuit intégré.

Dans la configuration pour laquelle il y a deux circuits accordés (fig. III-38), les circuits T_1 et T_2 seront identiques et accordés sur la fréquence milieu de bande, soit environ 28,5 MHz.

Nous avons vu plus haut que l'utilisation des transistors à effet de champ était bénéfique dans les applications d'amplificateurs à faible bruit de fond et à grand gain. Nous avons également étudié les deux types de configurations qui les concernent, à savoir le montage « source à la masse » et le montage « gate à la masse » qui

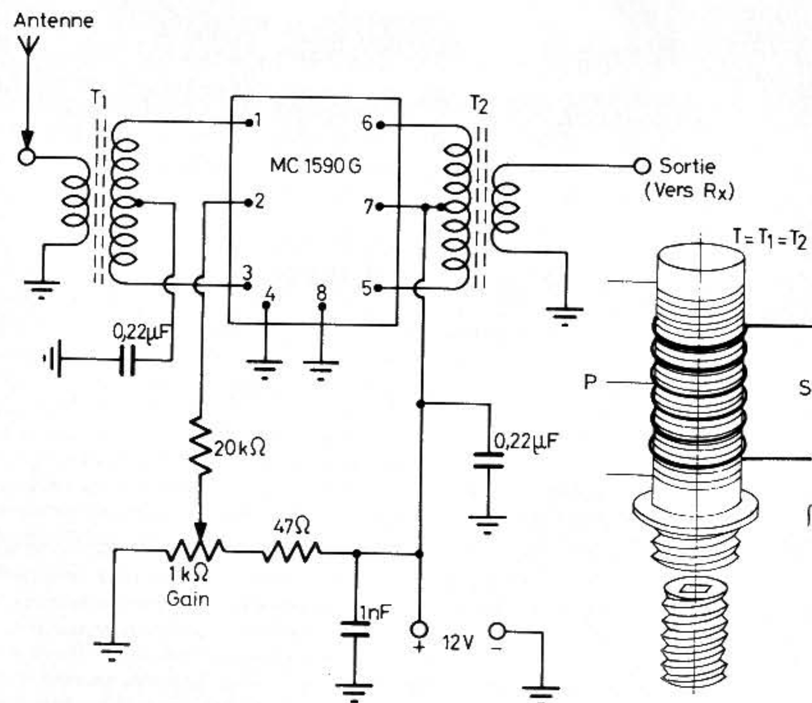


Fig. III-38. — Préamplificateur à large bande et grand gain (40 dB).

ont chacun leurs avantages et leurs inconvénients. Il est très facile de conjuguer ces deux configurations pour en tirer la somme des avantages tout en évitant leurs inconvénients. Le schéma de la figure III-39 montre une telle association. L'étage d'entrée du préamplificateur utilise un FET de type MPF102 monté avec sa source à la masse, tandis que le second FET (également un MPF102) est monté quant à lui avec sa gate à la masse.

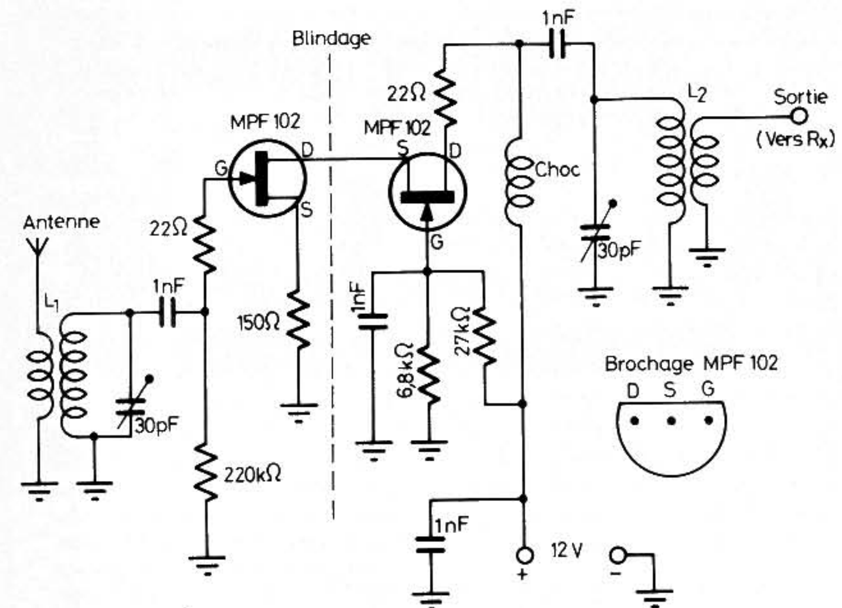


Fig. III-39. — Préamplificateur d'antenne à 2 FETs (gain 20 dB).

Le circuit accordé d'entrée L_1 ne sera pratiquement pas amorti par le transistor qui le suit et dont l'impédance d'entrée est très élevée. Par contre, le second transistor, monté avec sa gate à la masse, présente l'avantage d'une amplification à bande relativement large, qui, associée au fort gain de l'étage d'entrée offre à ce montage des performances intéressantes. Le gain global de l'ensemble est de 20 dB, les impédances d'entrée et de sortie sont égales à 50 Ω, ce qui permet d'intercaler directement ce préamplificateur entre l'antenne et le récepteur utilisé. Aucune neutralisation destinée à éviter les oscillations parasites n'est indispensable, mais il est bon de munir le montage d'un petit blindage séparant les deux étages amplificateurs. Alimenté sous 12 V ce montage peut se contenter de 9 V, sans que ses performances soient par trop altérées. La platine initiale mesurant 100 × 125 mm pourra voir ses dimensions diminuer quelque peu et tomber à 60 × 90 mm et une épaisseur de 25 mm environ, ce qui fait un boîtier des plus compacts.

Les deux bobinages seront réalisés de la manière suivante :

L_1 : 10 spires de fil émaillé de 0,8 mm bobinées sur un tore de référence idéale : Amidon T50-6.

L'enroulement de couplage aura 1,5 spire de ce même fil bobiné sur ce tore.

L_2 : Identique à L_1.

L'aspect final de ces bobinages sera celui de la figure III-40.



Fig. III-40. — Réalisation des bobinages L_1 et L_2.

Enfin, et s'il est difficile de se procurer des transistors à effet de champ MPF102, on pourra tout aussi bien utiliser des : TIS34, BF245 C, TIS88, HEP801, 2N4416 ou 2N5486, sans avoir à modifier la valeur du moindre composant.

Nous avions vu, au début de cette énumération de montages préamplificateurs d'antenne, plusieurs montages transistorisés apportant un gain effectif tout en ne nécessitant pas de circuits accordés. Il est un montage qui nous a paru intéressant à mentionner ici car son succès outre-Atlantique lui a valu d'être très largement répandu. Ses performances sont utiles à préciser : une bande passante très large puisqu'elle couvre de 500 kHz à 500 MHz tout en offrant un gain de 14 dB. C'est dire qu'il sera aisé d'employer ce préamplificateur d'antenne aussi bien pour améliorer l'écoute des ondes moyennes, que celles des ondes courtes, qu'en VHF voire en UHF sur 432 MHz.

Ce montage (fig. III-41) utilise seulement deux transistors 2N5179 qui sont connectés en cascade et sans risque d'oscillations parasites. Alimentés entre 12 et 15 V (le — à la masse) ces transistors auront une consommation de l'ordre de 15 mA au total. Si la réalisation ne pose aucun problème, les résultats en sont d'ores et déjà garantis ! Une carte imprimée de dimensions 45 × 30 mm suffira amplement pour recevoir tous les composants.

Ce préamplificateur est donné pour accepter une bande passante allant de 500 kHz à 500 MHz avec un gain nominal de 14 dB. En fait, et compte tenu des différentes capacités parasites du montage le gain n'est pas linéaire tout au long de ces 500 MHz et la figure III-42 montre la courbe représentative des variations du gain exprimé en dB en fonction de la fréquence du signal reçu et amplifié ; on y voit que pour la gamme 3,5 MHz (bande des 80 mètres) le gain est très élevé : 50 dB, alors qu'il n'est que de 30 dB pour la gamme 144 MHz et de 10 dB pour la bande 435 MHz. A priori, on pourrait croire que ce montage est plus intéressant que les

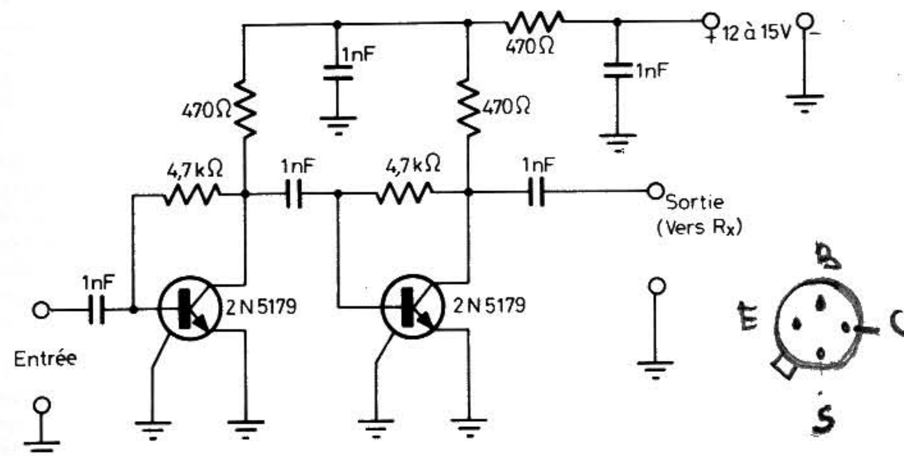


Fig. III-41. — Préamplificateur à très large bande (14 dB) de 500 kHz à 500 MHz.

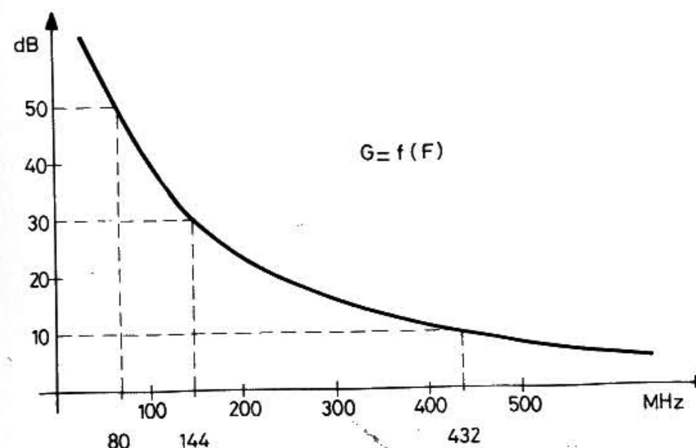


Fig. III-42.

précédents qui utilisent des circuits accordés et qui ne délivrent un gain que de 20 ou 25 dB ; en fait, il n'en est rien et si le gain, c'est-à-dire le rapport de la tension de sortie par rapport à la tension d'entrée, est bien de 50 dB ou 45 dB pour la gamme des 27 MHz tel que le montre cette courbe représentative des variations du gain en fonction de la fréquence, ce gain se rapporte tout aussi bien aux signaux à amplifier qu'au bruit de fond qui se trouve amplifié dans les mêmes proportions. Aussi,

et comme on ne peut pas amplifier indéfiniment un signal, il faut bien en fin de compte définir un gain comme étant le rapport *utile* entre ce qui sort, par rapport à ce qui entre et dans le cas présent, le gain réellement, c'est-à-dire utilement apporté par ce préamplificateur n'est que de 14 dB à 150 MHz ; pour la bande 27 MHz il sera quelque peu plus élevé, de l'ordre de 18 à 20 dB *utiles,* ce qui est déjà fort appréciable ! A noter que l'impédance d'entrée est égale à l'impédance de sortie, soit 50 Ω.

Enfin, et pour clore cette liste de préamplificateurs d'antenne ou d'« améliorateurs de performances » nous mentionnons le présélecteur étudié et réalisé par des radio-amateurs français et qui a donné de fort bons résultats sur l'ensemble des bandes amateurs en décamétrique, c'est-à-dire du 3,5 MHz au 30 MHz ; le schéma (fig. III-43) montre trois transistors de type PNP au germanium dont le modèle pourra être indifféremment : 2N384, 2N2494, 2N2495, 2N1516... etc. Le circuit d'entrée est des plus classiques tandis que les deux transistors T_1 et T_2 sont montés en amplificateur à liaison directe, de même que T_3 qui est utilisé en « émetteur follower ». Le circuit accordé de sortie est donc dans le circuit d'émetteur du dernier transistor. L'entrée comme la sortie présentent une impédance de 50 Ω et le gain de ce montage présélecteur est relativement élevé : au moins 40 dB dans la bande qui nous concerne c'est-à-dire de 27 à 30 MHz.

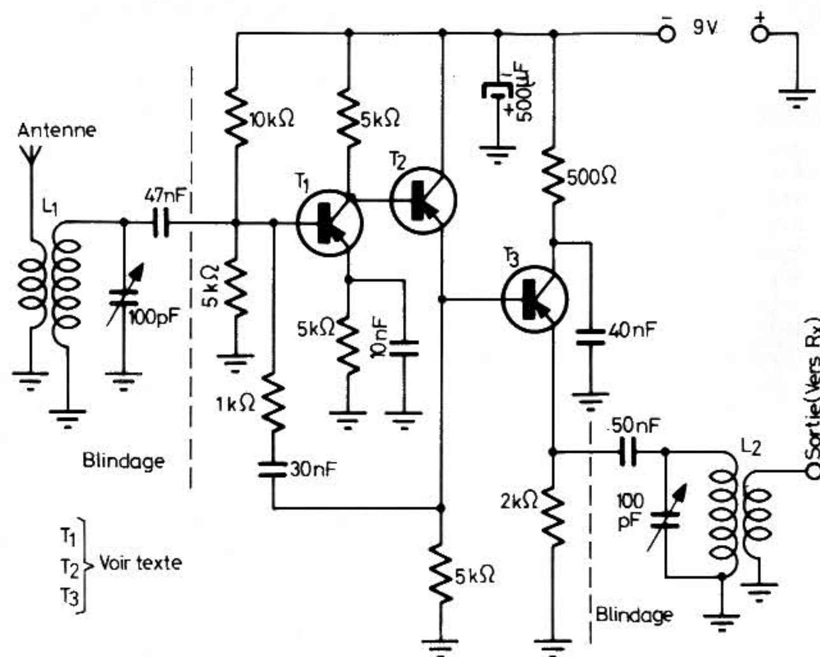


Fig. III-43. — Présélecteur 27/30 MHz.

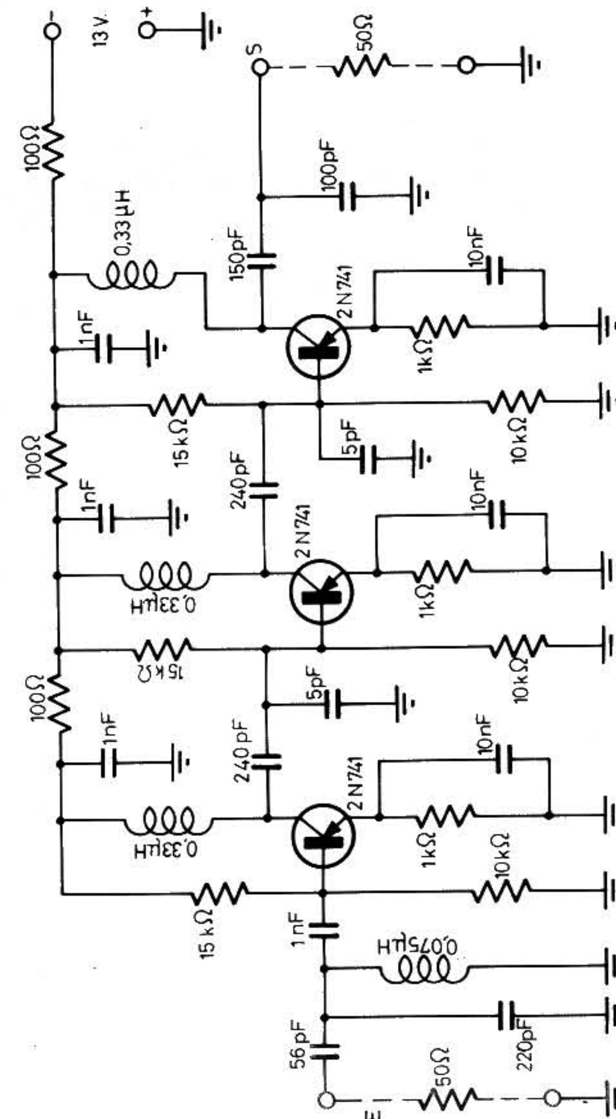


Fig. III-44. — Amplificateur 100 dB à 30 MHz (bande passante 3 MHz).

L_1 aura 4 spires de fil émaillé de 0,8 mm bobinées sur un mandrin de 25 mm (donc un très fort « Q ») et l'enroulement de couplage d'antenne aura seulement 2 spires couplées du côté froid (masse).

L_2 sera identique à L_1 ainsi que son enroulement de couplage de sortie.

Compte tenu du gain élevé de l'ensemble, il y aura tout intérêt à placer des blindages pour bien séparer les deux circuits accordés et éviter ainsi tout risque d'accrochage ou d'oscillation. Le présélecteur sera alimenté à partir d'une pile de 9 V, le + étant à la masse et la consommation de l'ensemble ne devrait pas dépasser une trentaine de milliampères.

Et enfin une chaîne d'amplification à 30 MHz offrant un gain de 100 dB, une bande passante de 3 MHz et une figure de bruit de 9 dB (fig. III-44). Réalisé par le laboratoire d'applications de Motorola en Arizona (USA), cet amplificateur utilise des transistors de type 2N741 qui ont une technologie MESA, qui n'est pas particulièrement récente, mais qui donne d'excellentes performances. Trois étages identiques seront montés en cascade, sans aucune variante d'un étage à l'autre. L'entrée tout comme la sortie seront à 50 Ω et la tension d'alimentation de 12 à 13 V (le + à la masse). Il sera facile de s'inspirer de ce schéma pour réaliser un montage similaire avec des composants plus modernes, dont le tableau d'équivalence pourra aider à guider le choix. En ce qui concerne les deux types de bobines utilisées dans ce montage on pourra réaliser les bobinages de collecteur qui doivent avoir une self de 0,33 µH en bobinant une vingtaine de spires de fil émaillé de 0,8 mm sur un petit mandrin de 6 mm et le bobinage d'entrée qui aura un coefficient de self-induction de 0,075 µH en bobinant une dizaine de spires de ce même fil sur un diamètre de 5 ou 6 mm, mais il faudra, de préférence, vérifier au grid-dip l'accord de ces bobinages, une fois intercalés dans le montage de telle sorte que chaque étage fonctionne bien sur la fréquence centrale de la bande qui nous intéresse ici, à savoir : de 26,8 à 30 MHz d'où une fréquence centrale de l'ordre de 28,5 MHz. Le fonctionnement de cet amplificateur est en outre très stable et particulièrement fiable.

Amplificateurs BF

Après avoir étudié un certain nombre de montages permettant d'améliorer les performances et les conditions d'écoute des récepteurs dont on peut disposer ou que l'on a pu réaliser soi-même, il est utile de voir maintenant quelques exemples de réalisations d'amplificateurs BF destinés à permettre soit une écoute sur haut parleur dans de bonnes conditions, soit d'améliorer ces dernières, quel que soit le type de récepteur concerné.

Le premier amplificateur BF que nous proposons, utilise un circuit intégré de type TAA 611 et son schéma (fig. III-45) est très simple car il n'emploie que peu de composants associés au TAA 611. Ce circuit intégré, fabriqué par SGS-ATES, est un amplificateur de puissance destiné aux récepteurs de radio et aux électrophones et qui se caractérise par les éléments suivants :

- impédance d'entrée élevée : 50 MΩ ;
- faible distorsion ;

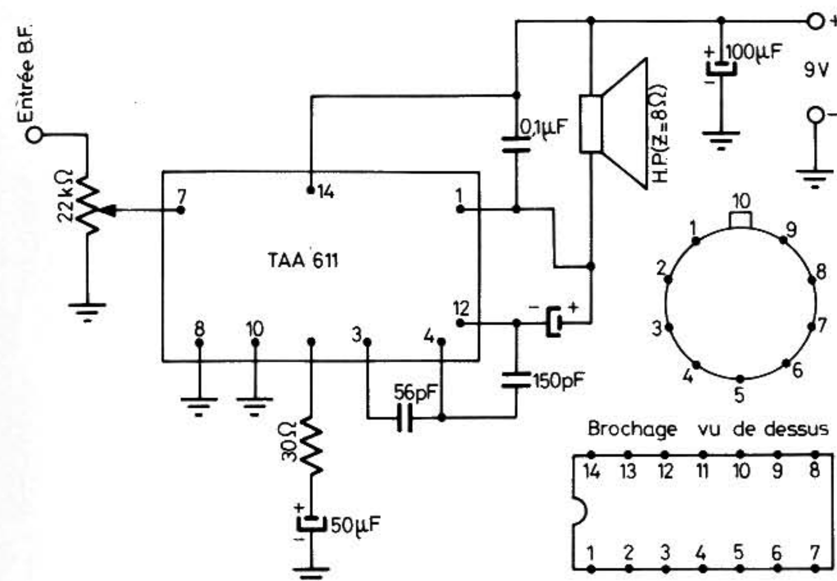


Fig. III-45. — Amplificateur BF à circuit intégré (2 W).

- faible consommation au repos, 3 à 4 mA suivant le modèle ;
- absence de réglage (mise au point élémentaire) ;
- nombre de composants extérieurs réduit ;
- courant d'entrée : 0,1 µA ;
- courant crête de sortie ! 1 A ;
- gain en boucle ouverte : 68 à 72 dB.

A noter que ce circuit intégré se présente sous six versions différentes qui délivrent une puissance de sortie allant de 1,8 W à 3,3 W. L'impédance de sortie est de 4 Ω pour les deux versions à 1,8 W et de 8 Ω pour les autres versions et notamment pour les 2 et 3 W. Le circuit TAA 611 en version 1,8 W se présente sous forme d'un boîtier TO 5 à 10 sorties, tandis que les autres circuits en version 2 et 3 W, se présente sous forme d'un boîtier enfichable (dual in line) à 14 sorties. Le schéma de la figure III-45 utilise donc un circuit en version 2 ou 3 W en boîtier dual in line à 14 sorties. La réalisation de cet amplificateur BF dont la qualité est excellente ne doit poser aucun problème et sa mise au point ne nécessite aucun réglage. Le potentiomètre d'entrée à 22 kΩ servira de réglage de gain BF, et l'alimentation sera obtenue à partir d'une tension continue de 9 V, le — étant à la masse. L'alimentation qui délivre cette tension de 9 V devra pouvoir fournir les 0,8 à 1 A de courant de crête. A noter enfin, qu'il est possible d'alimenter ce circuit en 12 V, sans risquer sa détérioration.

Un autre montage amplificateur à circuit intégré doté d'un étage pré-amplificateur avec un BC 107 est intéressant à connaître : son schéma (fig. III-46) montre le BC 107 (ou BC 107 B qui assurera un gain élevé à l'étage d'entrée) en émetteur commun. Le signal d'entrée, dosé par le potentiomètre de 10 à 47 kΩ et amplifié par le BC 107 (ou BC 107 B) est ensuite amené à l'entrée du circuit intégré (borne 3) ; le signal de sortie destiné au haut-parleur (borne 5) est à basse impédance : 4 à 8 Ω.

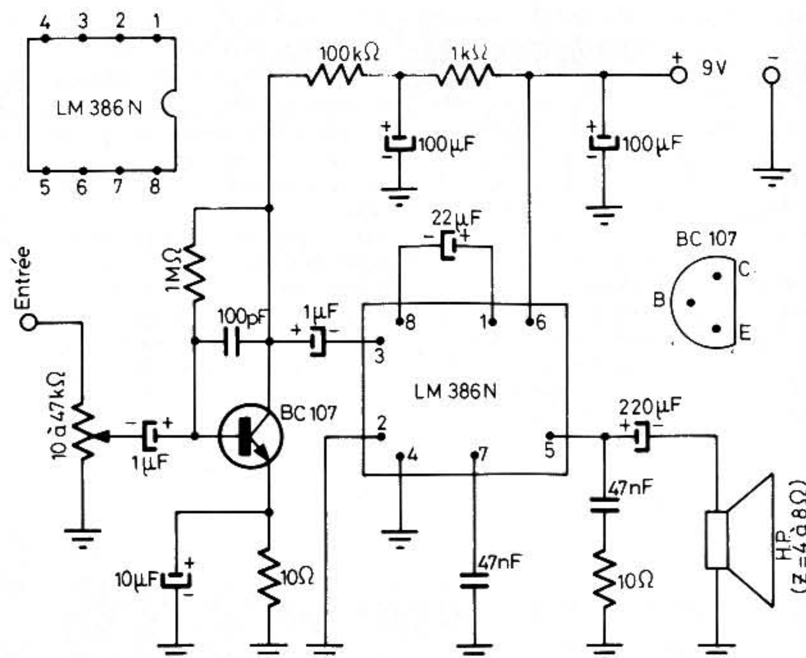


Fig. III-46. — Amplificateur BF à circuit intégré.

Là encore, bien que légèrement plus compliquée que le montage précédent, cette chaîne d'amplification BF est facile à réaliser et ne pose aucune difficulté. Point de réglage, point de mise au point ! quelques capacités de filtrage et de découplage et c'est tout ! L'alimentation en 9 V (le — à la masse) permet d'utiliser cet amplificateur avec bon nombre de modules récepteurs de quelque type que ce soit.

L'apparition sur le marché d'un nouveau circuit intégré pour applications BF : le TCA 160 qui délivre une puissance de 2 W avec une alimentation de 12 V, appelle un commentaire. L'intégration des circuits de stabilisation de tension de compensation de température et de contre-réaction permet d'obtenir une faible distorsion de croisement, pour des tensions d'alimentation variant de 5 à 16 V, et un faible courant de repos qui peut être ajusté entre 5 et 15 mA. Les caractéristiques essentielles du TCA 160 sont : un courant de sortie élevé : 1 A crête et un gain en boucle

fermée de 50 dB avec une contre-réaction de 20 dB. Sans charge, le circuit peut supporter une tension d'alimentation de 18 V et la faible résistance thermique du boîtier permet de dissiper une puissance de 1 W sans radiateur ou une puissance de 1,5 W avec un petit radiateur. Présenté en boîtier enfichable dual in line à 16 sorties, le TCA 160 permet de réaliser des amplificateurs BF avec de très bonnes performances et peu de composants périphériques. Un schéma typique (fig. III-47) donne un exemple d'application.

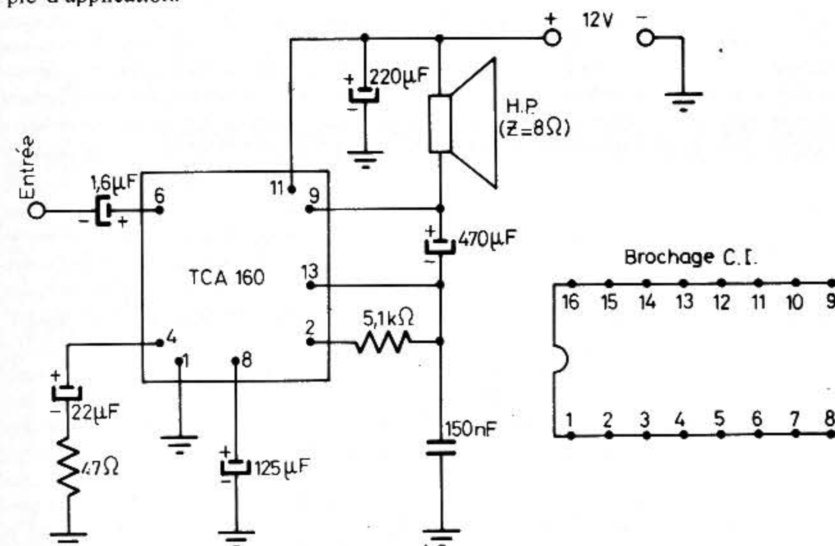


Fig. III-47. — Amplificateur BF avec circuit intégré TCA160 (2 W).

Les caractéristiques principales de cet amplificateur très facile à réaliser sont les suivantes :

— alimentation 12 V (le — à la masse) ;

— puissance BF de sortie : 2 W (HP de 4 Ω) et 1,5 W (HP de 8 Ω) ;

— courant d'alimentation maxi : 390 mA (HP de 4 Ω) et 250 mA (HP de 8 Ω) ;

— puissance de sortie à 10 % de distorsion : 2,7 W pour HP de 4 Ω ; 2,2 W pour HP de 8 Ω ;

— courant de repos : 8,6 mA ;

— surface du radiateur : 20 cm² pour HP de 4 Ω ; 5 cm² pour HP de 8 Ω ;

— impédance d'entrée : 15 kΩ ;

— gain en boucle fermée : 50 dB ;

— bande passante à — 3 dB : 50 Hz à 20 kHz ;

— puissance de bruit en sortie : 1 à 10 nW pour HP de 8 Ω ; et 2 à 20 nW pour HP de 4 Ω.

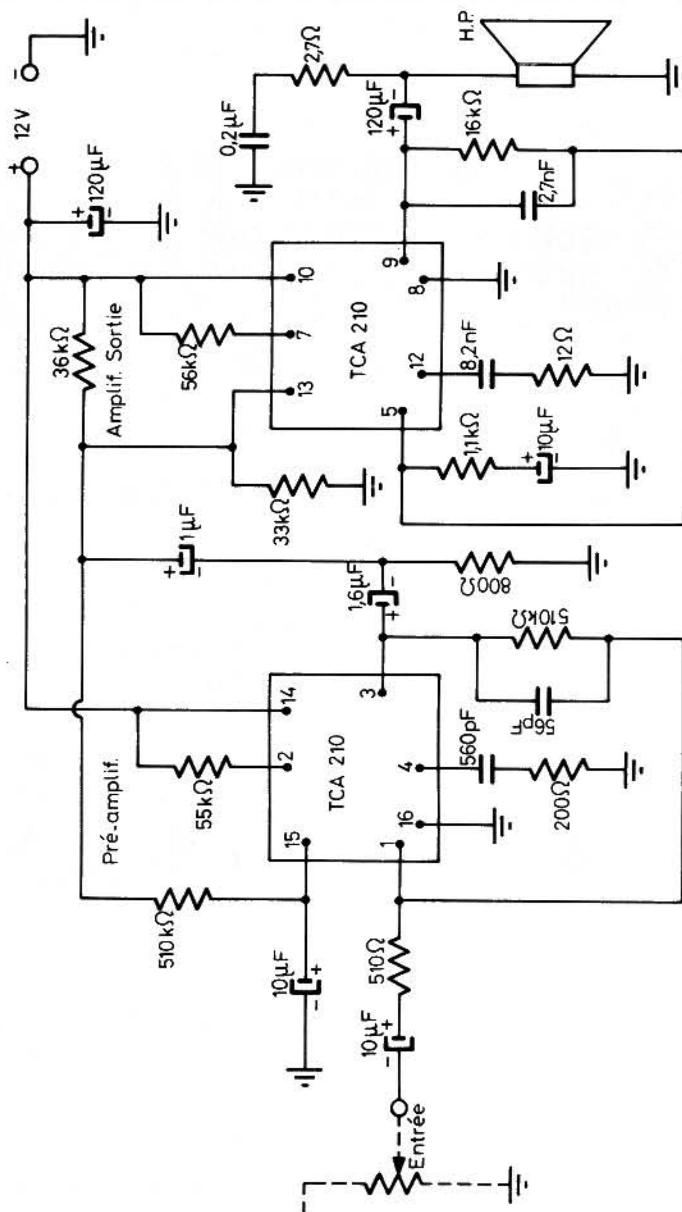


Fig. III-48. — Amplificateur BF avec TCA 210.

Il est un autre circuit intégré de la même origine qui peut être associé au TCA 160 pour constituer une chaîne d'amplification BF avec pré-amplificateur intégré et amplificateur de puissance intégré. Ce schéma (fig. III-48) utilise donc un TCA 210 comme pré-ampli et un second TCA 210 comme ampli de puissance à moins qu'on ne préfère reprendre un TCA 160 en amplificateur final.

En fait, il n'est pas besoin de deux TCA 210 pour constituer un amplificateur complet, car chaque circuit de ce type comporte deux amplificateurs différents sous un même boîtier et il suffira d'un seul et unique circuit TCA 210 pour réaliser un ensemble comprenant pré-amplificateur et amplificateur de puissance sous le même boîtier ! Il sera néanmoins possible d'associer TCA 210 et TCA 160 pour certaines applications de stéréophonie ou de quadriphonie, mais celà n'entre pas dans le cadre de cet ouvrage.

Le circuit TCA 210 est donc un circuit intégré monolithique composé de deux amplificateurs BF ; le premier est une amplificateur à grand gain à entrées différentielles dont l'étage de sortie en classe A permet de disposer d'une puissance de 2,5 mW dans une charge de 800 Ω. Le gain de ce pré-amplificateur est de 10 000 et sa bande passante, avec une compensation de 6 dB par octave, va jusqu'à 1 MHz. Son facteur de bruit est de 6 dB au maximum.

Le deuxième amplificateur incorporé dans le TCA 210 est un amplificateur de puissance, dont le gain en tension est de 500 (en boucle ouverte) et la puissance de sortie (à 5 % de distorsion) est de 800 mW pour une charge de 15 Ω et seulement de 50 mW pour une charge de 25 Ω. Il ne s'agit donc pas d'un amplificateur de puissance pouvant délivrer des watts, mais plutôt d'une chaîne complète comprenant pré-amplificateur et amplificateur pouvant commander un haut-parleur avec une puissance BF suffisante pour une écoute confortable et dans le cas d'un récepteur de radio, ce montage est tout indiqué.

Pour ceux qui auraient des composants dits « de fond de tiroir » et qui voudraient réaliser un petit amplificateur BF permettant une écoute sur haut-parleur, à partir d'un récepteur quelconque, nous donnons maintenant un schéma à la fois fort simple et très peu onéreux (fig. III-49) qui n'utilise que trois transistors BF de type PNP au germanium et très faciles à trouver. Ces trois transistors sont montés de la même manière et en cascade, ce qui apporte un gain très largement suffisant pour une écoute confortable sur HP. Le pré-amplificateur d'entrée utilise un AF 126, suivi d'un étage amplificateur de tension muni d'un AC 126 et le dernier étage, dit « de puissance » utilise quant à lui un second AC 126. La commande de gain est obtenue par un potentiomètre de 5kΩ Log qui est placé à la sortie du pré-amplificateur d'entrée et qui permet de doser la tension appliquée à l'amplificateur de tension (2[e] étage).

L'alimentation en 9 V avec le + à la masse et le peu de composants nécessaires rendent cet amplificateur très facile à loger dans un montage de récepteur de début, tel qu'il en a été vu sous différentes formes au début de ce chapitre. La réalisation ne doit poser aucun problème. Il est bon, cependant de munir les deux transistors AC 126 de petits radiateurs afin qu'ils ne chauffent pas trop.

Dans les différents amplificateurs BF que l'on a pu voir, il n'est jamais question de correction de la tonalité, ni à plus forte raison de contrôles séparés des graves et des aigües. Nous allons y remédier en décrivant un circuit correcteur de tonalité

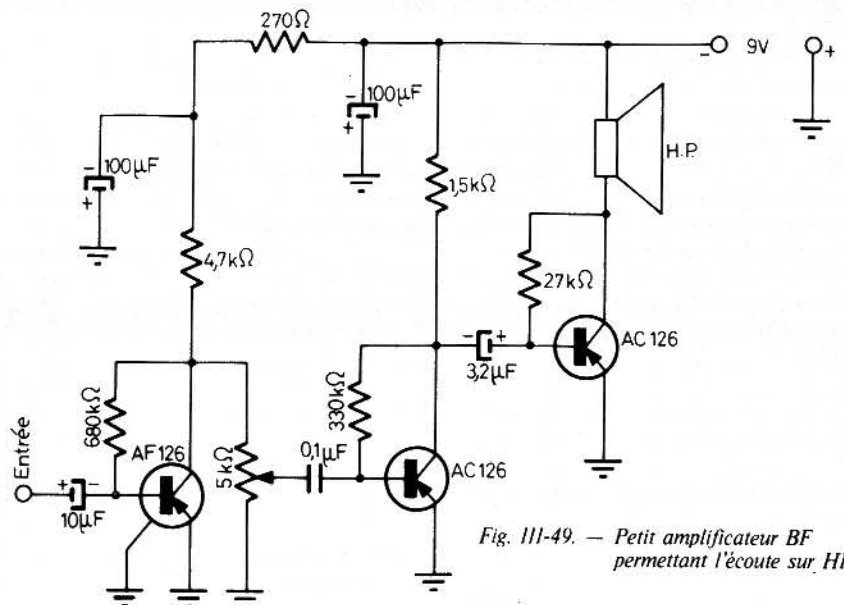


Fig. III-49. — Petit amplificateur BF permettant l'écoute sur H

et qui permet de doser à loisir le niveau des graves et celui des aigües. Ce schém (fig. III-50) n'est autre que le circuit Baxendall adapté aux semi-conducteurs. Il es destiné à être intercalé dans une chaîne d'amplification BF et de préférence à l'entré de celle-ci. Il n'est évidemment pas question de placer ce module correcteur entre la sortie de l'amplificateur de puissance et le haut-parleur ! Par contre, on pourra parfaitement intercaler ce module correcteur de tonalité entre la sortie BF d'un quelconque récepteur et l'entrée d'un non moins quelconque amplificateur BF.

La tension nominale prévue à l'entrée de ce module est de 300 mV ; l'impédance d'entrée est très élevée : de l'ordre de 200 kΩ et le réglage de la tonalité comporte donc une commande séparée pour les graves et les aigües avec les influences suivantes :

la correction des graves : + 18 dB à − 22 dB à 20 Hz ;

la correction des aiguës : + 18 dB à − 18 dB à 20 kHz ;

Si l'on veut monter un potentiomètre de gain BF, il faudra le placer à l'entrée de ce module et sa valeur sera de 22 kΩ log. Le rapport signal/bruit sera meilleur que 60 dB et la bande passante comprise entre 40 Hz et 20 kHz à ± 1 dB, ce qui est conforme aux normes de la haute fidélité. Les deux transistors utilisés T_1 et T_2 sont respectivement : T_1 un S 33006 et T_2 un S33006 également, mais comme il n'est peut-être pas très facile de trouver ce type de transistor, il sera possible d'en déterminer des équivalences les plus proches en s'aidant du tableau d'équivalence placé à la fin de cet ouvrage. La réalisation de ce module correcteur de tonalité ne doit pas poser de problèmes et l'implantation des différents composants sur une carte imprimée de dimensions : 60 × 40 mm est chose aisée.

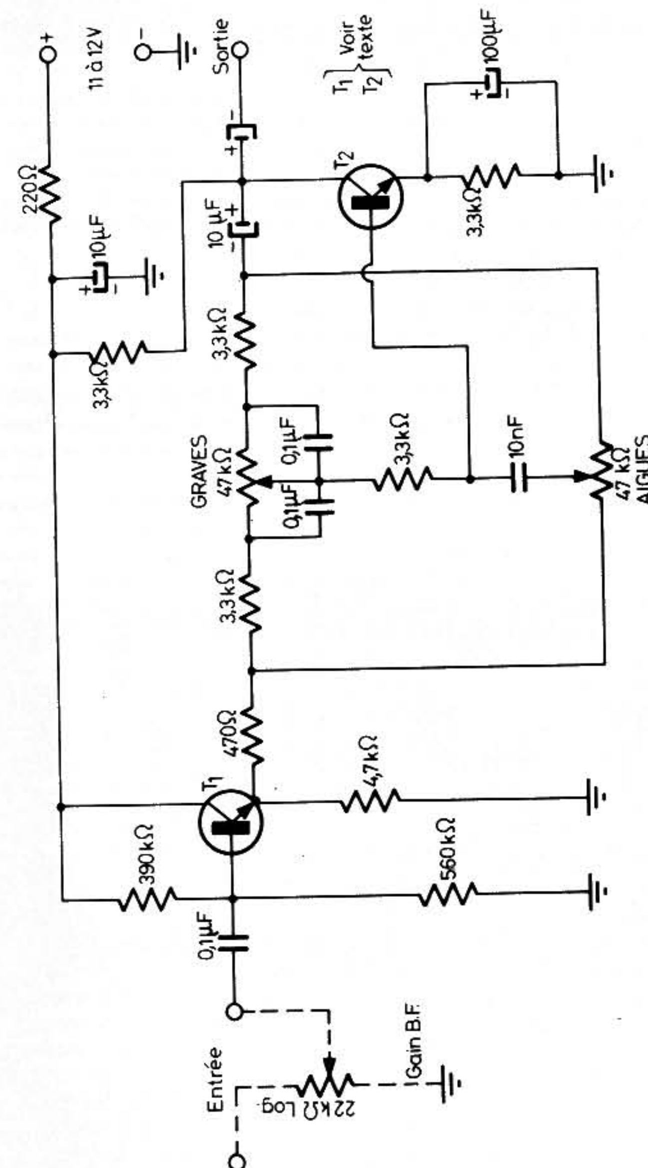


Fig. III-50. — Circuit correcteur de tonalité (Baxendall).

Circuit « Multiplicateur de « Q » »

Il est un accessoire parfois fort utile lorsque l'on utilise un récepteur en ondes courtes et que l'on trouve que ce récepteur manque de sensibilité voire de sélectivité et qu'il est difficile de sélectionner une station particulière au milieu de nombreuses stations qui se brouillent les unes les autres. Il s'agit en l'occurence du circuit appelé par les anglo-saxons « Q multiplier » ce qui signifie littéralement « multiplicateur de Q », Q étant le coefficient de surtension dont il a été plusieurs fois question dans ce chapitre.

Un tel circuit est destiné à améliorer le facteur de surtension et par voie de conséquence, améliorer et la sensibilité et la sélectivité du récepteur. Ce circuit pourra être adjoint à tout récepteur sans nécessiter pour autant de modification de ce dernier. Le « Q multiplier » se branche tout simplement en dérivation sur le primaire du premier transformateur FI ou bien en série avec le secondaire, suivant le montage adopté. On améliore ainsi considérablement la sélectivité ou l'on peut, si l'on préfère, éliminer toute interférence audible indésirable.

Un tel circuit (fig. III-51) se branche en dérivation sur la base du premier transistor FI. Le CV de 50 pF permet de régler la fréquence et le potentiomètre de 50 kΩ permet de régler la sélectivité. Le transistor utilisé T sera du type OC 140 ou ASY 74 ou encore un type de remplacement équivalent. Le circuit accordé LC devra naturellement être accordé sur la valeur de la FI (455 kHz par exemple) et pour le réaliser il sera possible de prendre un enroulement de transformateur FI identique à ceux qui sont utilisés dans le récepteur associé.

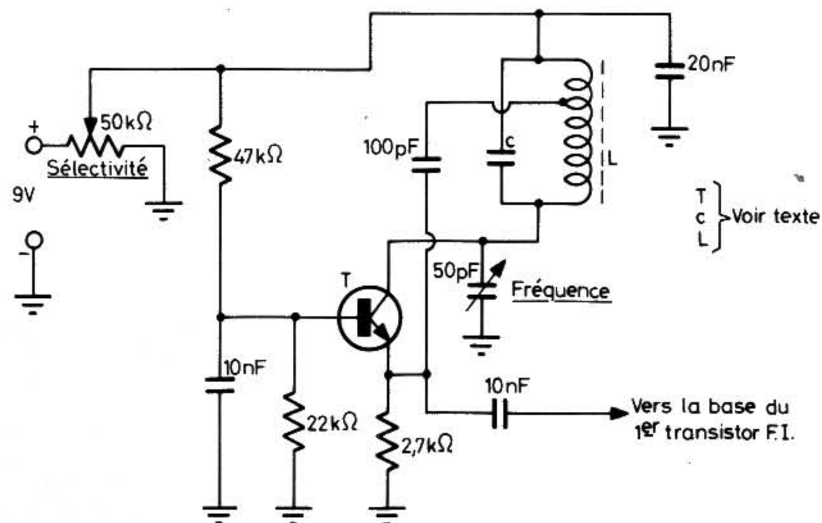


Fig. III-51. — Circuit multiplicateur de « Q » pour récepteur de trafic.

Détecteurs de produit

La bande 27 à 30 MHz est utilisée par des stations qui ne trafiquent pas toutes suivant le même mode de modulation ou de manipulation. Il y a des émissions en modulation d'amplitude traditionnelle qu'il sera facile de recevoir avec des récepteurs simples, voire élémentaires. Il y a des émissions en modulation de fréquence qu'il faudra recevoir avec des circuits discriminateurs (à moins que l'on emploie des récepteurs à super-réaction qui reçoivent indifféremment l'AM ou la FM, il y a enfin d'autres modes de modulation plus complexes tels que la BLU (Bande Latérale Unique) qui nécessitent, pour être reçus dans de bonnes conditions, un circuit détecteur spécialisé que l'on nomme « détecteur de produit » et qui fait partie intégrante de tout bon récepteur de trafic.

Nous montrons maintenant quatre circuits détecteurs de produit, allant du plus simple au plus élaboré.

Dans tous les cas, il est nécessaire d'injecter au niveau du détecteur de produit un signal provenant du BFO et servant à hétérodyner le signal reçu, car en BLU, la porteuse ayant été supprimée à l'émission, il ne reste plus à la réception que l'une des deux bandes latérales, et la détection traditionnelle d'une émission de ce genre, la rend incompréhensible à l'oreille humaine ! Le BFO sert donc à recréer, artificiellement, la porteuse inexistante afin de retrouver des conditions de détection normales et de permettre au signal BF qui en est issu d'être compréhensible, d'où l'intérêt du détecteur de produit.

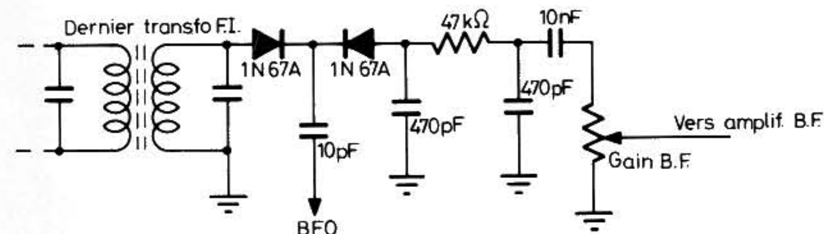


Fig. III-52. — Détecteur de produit très simple.

Le détecteur de produit le plus simple (fig. III-52) est donc placé à la sortie du dernier transformateur FI ; deux diodes 1N67 A sont montées en opposition de telle sorte que leur point commun reçoive le signal qui provient du BFO. Ce sont elles qui effectuent le mélange du signal de BFO avec le signal HF reçu et amplifié par toute la chaîne FI. À la sortie de ces diodes, on trouve une cellule RC (47 kΩ et deux fois 470 pF) de récupération de la BF suivie d'une capacité de liaison de 10 nF suivie à son tour par le potentiomètre de gain BF et l'entrée de l'amplificateur BF. C'est donc là le détecteur de produit le plus simple que l'on puisse imaginer.

Un deuxième montage un peu plus élaboré (fig. III-53) utilise un transistor à effet de champ de type 2N4416. Sa gate reçoit le signal provenant de la chaîne FI, sa

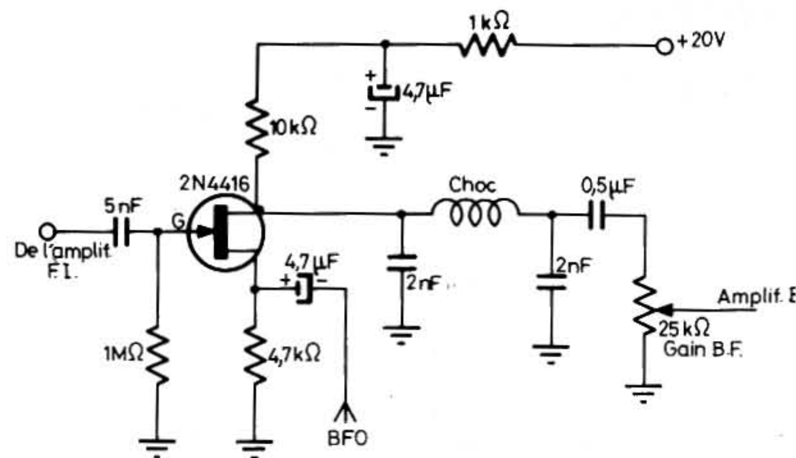


Fig. III-53. — Détecteur de produit à FET.

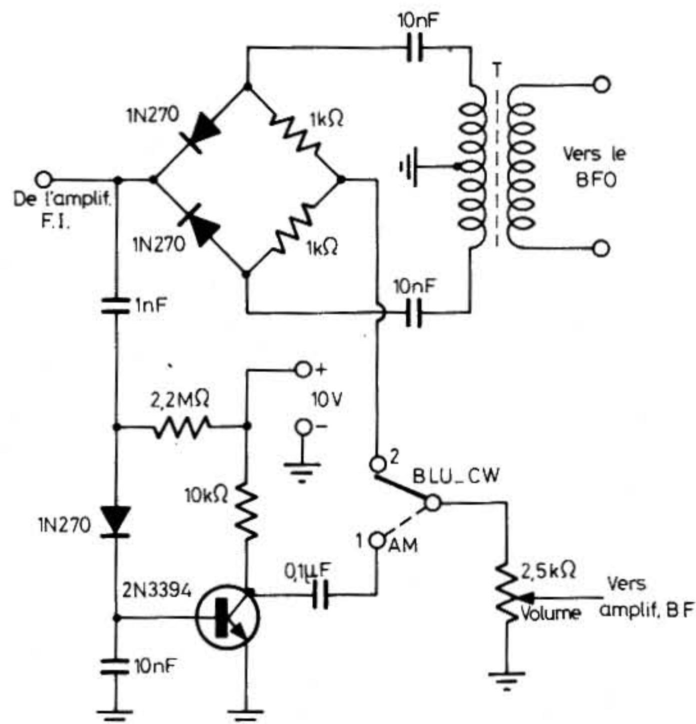


Fig. III-54. — Détecteur de produit BLU-CW et AM.

source reçoit le signal provenant du BFO et réalise ainsi le mélange souhaité, et enfin le drain délivre un signal composite d'où est extrait la composante BF au moyen d'une cellule à base de self de choc et de capacités de découplage. Le signal BF est prélevé sur le curseur du potentiomètre de gain BF pour être appliqué à l'entrée de l'amplificateur BF. La self de choc aura une valeur d'environ 100 mH c'est-à-dire capable de bloquer toute composante HF à la fréquence de la FI (généralement 455 kHz).

Un troisième type de détecteur de produit conjugue les diodes de mélange et l'emploi d'un transistor 2N3394. L'intérêt de ce circuit réside dans la possibilité de commuter le type de détection choisie : position (1) : AM et position (2) : BLU et CW. Ce schéma (fig. III-54) emploie deux diodes 1N270 pour le mélange, ces deux diodes étant montées en pont de Wheastone et une troisième diode de même type 1N270 associée à un transistor NPN 2N3394 pour la détection traditionnelle de la modulation d'amplitude. Ce montage qui fonctionne parfaitement est à recommander en raison de sa simplicité et de son efficacité. De plus, les composants ne sont pas difficiles à trouver (ou leur équivalence) et les deux possibilités de détection BLU-CW et AM sont à porter au crédit de cette réalisation que nous devons à l'ARRL.

Le quatrième et dernier montage détecteur de produit (fig. III-55) utilise un circuit intégré de type MC1496 G qui nécessite malheureusement un assez grand nombre

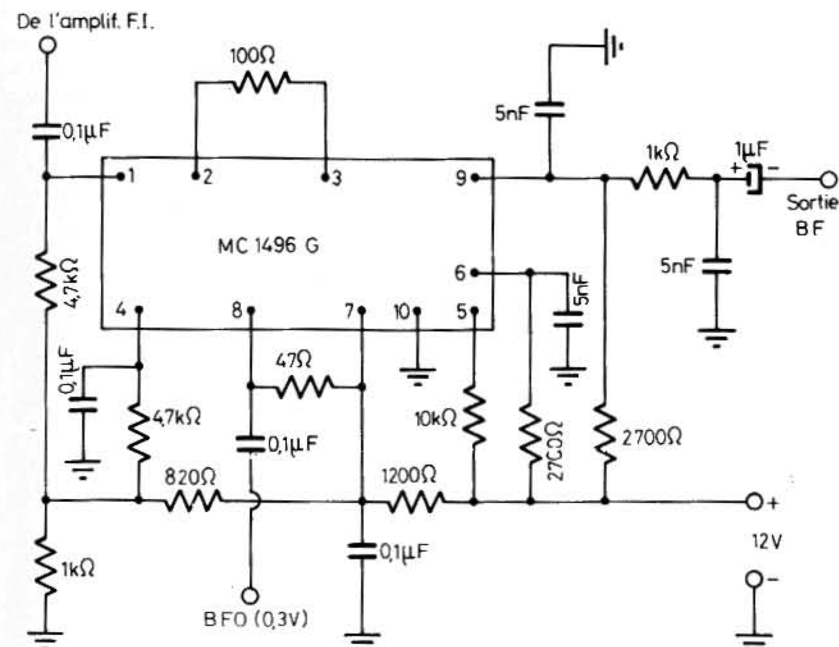


Fig. III-55. — Détecteur de produit à circuit intégré.

de composants passifs périphériques. Ce circuit reçoit le signal provenant de la chaîne FI sur sa borne 1. L'injection de la tension fournie par le BFO est opérée sur la borne 8 et le signal de sortie destiné à l'amplificateur BF est disponible sur la borne 9. La réalisation pratique de ce montage ne pose pas de difficultés majeures, si ce n'est de trouver dans le commerce le circuit intégré MC1496 G. Le CI MC1496 G est fabriqué par Motorola et présente une plage dynamique de 90 dB et un gain de conversion de 12 dB environ.

Circuits anti-parasites

Dans tous les récepteurs que les amateurs peuvent être amenés à utiliser pour l'écoute des ondes courtes, il arrive que le niveau parasite soit tel que la réception en soit rendue difficile voire quasiment impossible. Dans ce cas, il est intéressant de pouvoir disposer d'un circuit anti-parasite qui peut être mis en service ou arrêté, suivant le besoin et lorsque la nécessité s'en fait sentir. Un tel circuit (fig. III-56) est simple quant à sa conception et ne pose pas de problème de réalisation. Le signal issu du dernier transformateur FI et après détection est partiellement dérivé vers la masse par un filtre constitué par deux diodes montées têtes-bêches, shuntées par une résistance de 1,5 MΩ et suivies de deux capacités de 0,1 μF. Un interrupteur permet de mettre à la masse l'extrémité de ce filtre « à parasites » et d'éliminer ainsi toutes les impulsions parasitaires néfastes, ce qui revient à dire que la réception est rendue silencieuse pendant la durée du parasite, mais comme cette durée est très

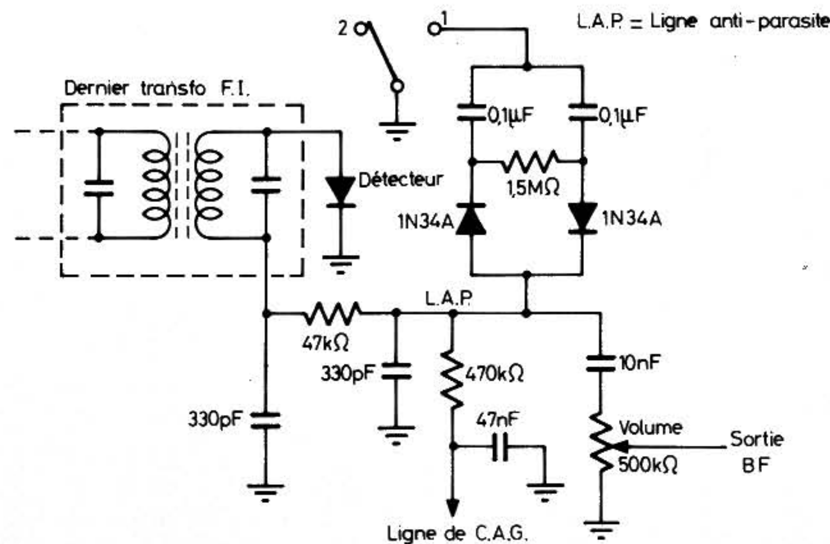


Fig. III-56. — Circuit antiparasite.

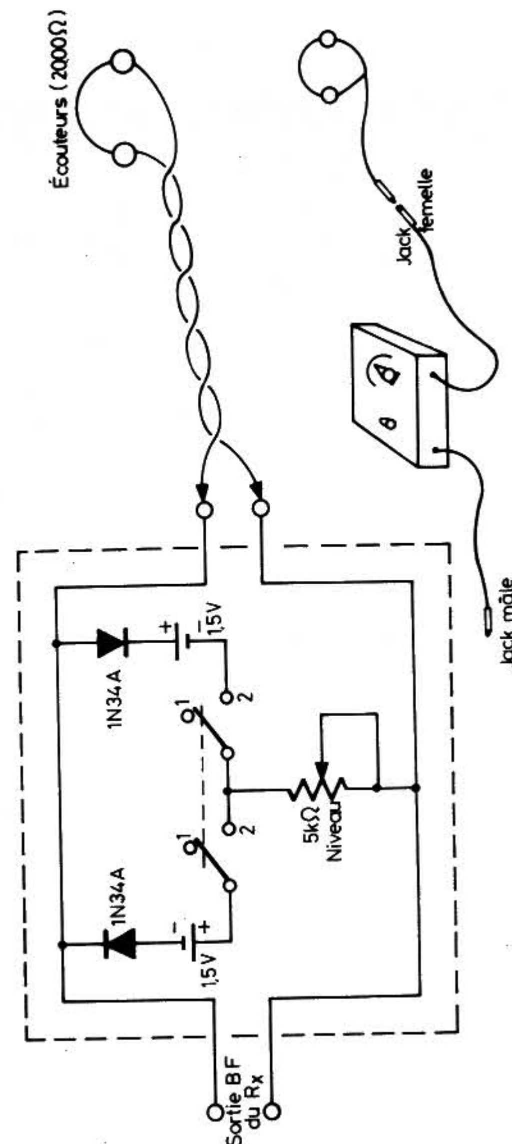


Fig. III-57. — Filtre antiparasite pour écouteurs à haute impédance.

brève (quelques millisecondes) l'auditeur ne perçoit pas cette coupure ; de plus, les condensateurs de la chaîne BF intègrent ces coupures qui ne sont plus du tout perceptibles à l'oreille. Ainsi, en position (1) l'interrupteur met en service le filtre anti-parasite alors qu'en position (2) ce filtre est mis hors service. Les deux diodes constitutives de ce filtre pourront être des 1N34 A ou similaires. Ce petit module anti-parasite pourra facilement être adjoint à n'importe quel récepteur car il ne nécessite que très peu de place.

Il est un autre montage à la fois simple et très utile, mais qui n'est pas destiné à être implanté à l'intérieur d'un récepteur. Il s'agit plutôt d'un filtre anti-parasite destiné à être intercalé entre la sortie BF d'un récepteur et le casque d'écouteur utilisé par l'auditeur et dont les oreilles peuvent être malmenées par le niveau parasite existant sur la bande qu'il écoute ; ce montage (fig. III-57) est encore plus simple. Deux diodes 1N34 A sont montées têtes-bêches comme dans le montage précédent, mais sont bloquées par deux petites piles de 1,5 V. Lorsqu'une impulsion parasitaire survient, dans un sens ou dans l'autre, l'une des diodes devient conductrice et élimine le parasite. A l'alternance suivante, ce sera l'autre diode qui conduira et éliminera à son tour l'impulsion indésirable. Une résistance variable de 5 kΩ permet de doser le niveau d'élimination des parasites et un interrupteur double sert à mettre en service ou à couper le filtre ainsi défini. On pourra réaliser ce montage dans un très petit boîtier muni d'un câble avec jack pour le branchement à la sortie BF du récepteur et d'une sortie avec un jack femelle destiné au branchement du casque. En raison de l'impédance relativement élevée du montage, il n'est pas possible d'intercaler ce système entre la sortie BF et le haut-parleur (à moins que le HP soit à haute impédance : environ 2 000 Ω, ce qui est très rare pour un HP) et de même si l'on utilise des écouteurs à basse impédance, ce filtre restera sans effet. Les écouteurs devront donc être dotés d'une impédance assez élevée : 2 000 Ω, ce qui est une valeur très courante.

Les dimensions du boîtier pourront être : 80 × 50 × 30 mm les deux piles de 1,5 V étant bien évidemment placées à l'intérieur du boîtier.

Circuits de S-mètre

Le « S-mètre » est un galvanomètre monté sur un récepteur et destiné à mesurer le niveau d'une émission reçue ; gradué de S0 à S9, le S-mètre indique la « force » d'une émission ; 6 dB séparent chaque valeur de S, ainsi S1 = S0 + 6 dB ; S2 = S1 + 6 dB, etc. Au-delà de S9 qui correspond déjà à une émission très forte, les graduations du S-mètre vont de 10 dB en 10 dB. La figure III-58 montre un exemple de graduation d'un S-mètre traditionnel. Cela revient à dire qu'entre deux émissions reçues respectivement S1 pour l'une et S9 pour l'autre, le rapport de puissance est tel que la seconde émission est à 48 dB au-dessus de la première.

Si l'on veut adjoindre un S-mètre à un récepteur, il est possible d'utiliser le montage de la figure III-59 qui montre deux transistors T_1 et T_2 montés en circuit différentiel (ou en pont). Le premier transistor T_1 reçoit le signal FI amplifié par toute la chaîne et qui est proportionnel au signal HF reçu par le récepteur ; par contre

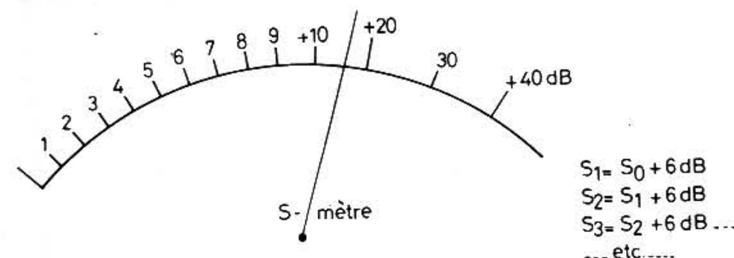


Fig. III-58. — Graduations d'un S-mètre.

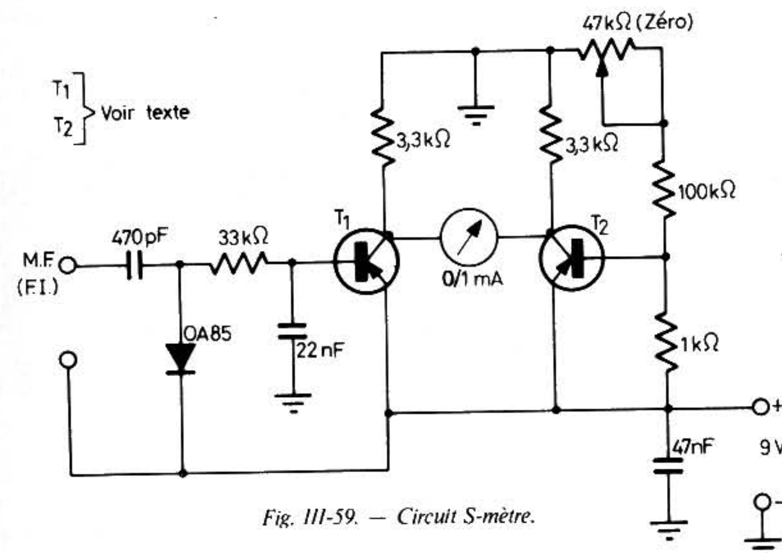


Fig. III-59. — Circuit S-mètre.

le deuxième transistor T_2 est constamment à l'équilibre. En l'absence de signal HF : pas de signal FI et le pont est équilibré. Les deux transistors ne présentent aucune différence de potentiel entre leurs deux collecteurs et le galvanomètre, qui est branché entre les deux collecteurs ne dévie pas du tout. Par contre lorsqu'un signal FI est appliqué à la base de T_1, il y a déséquilibre du pont, déséquilibre d'autant plus fort que le signal appliqué à T_1 est lui-même plus élevé et la différence de potentiel qui apparaît entre les deux collecteurs est elle-même plus forte. Il s'ensuit que le galvanomètre déviera d'autant plus que cette DDP sera plus élevée, c'est-à-dire d'autant plus que le signal FI appliqué à T_1 sera plus fort. Comme il est nécessaire de pouvoir équilibrer le pont en l'absence de signal reçu, afin que le galvanomètre soit au zéro, un potentiomètre monté en résistance variable de 47 kΩ est placé en série avec le pont de résistances qui polarise la base du transistor T_2 (transistor de référence). Il sera facile d'obtenir le « zéro » du S-mètre en l'absence de signal HF

en jouant sur ce potentiomètre de tarage. Ce montage très simple à réaliser pourra être incorporé à bon nombre de récepteurs s'ils sont dépourvus de S-mètre et ceci sans difficultés. Les transistors T_1 et T_2 seront du type AC126 (PNP au germanium) ou équivalents et la diode utilisée : une OA85 ou similaire. Le galvanomètre aura une sensibilité de 1 mA de déviation totale et si possible une résistance interne de l'ordre de 50 à 60 Ω. Cette réalisation offre en outre l'avantage d'être très linéaire quant à sa réponse et sa stabilité thermique est excellente.

Un autre montage de S-mètre (fig. III-60) n'utilise pas de pont dont le déséquilibre commande le galvanomètre, mais simplement la mesure directe du signal FI après détection par diodes ; deux diodes sont utilisées : la première servant à la détection BF proprement dite avec la sortie BF allant à l'amplificateur BF et la seconde diode servant à alimenter le dispositif de mesure de tension HF avec une résistance de 560 Ω découplée par 47 nF et suivie par le galvanomètre monté en série avec une résistance de 560 Ω découplée par 47 nF et suivie par le galvanomètre monté en série avec une résistance variable de 10 kΩ permettant de doser la sensibilité de la mesure. Le seul inconvénient de ce dispositif réside dans le fait que le galvanomètre utilisé devra avoir une sensibilité beaucoup plus grande que dans le montage précédent. Ce galvanomètre devra pouvoir dévier totalement pour une intensité de l'ordre de 50 μA.

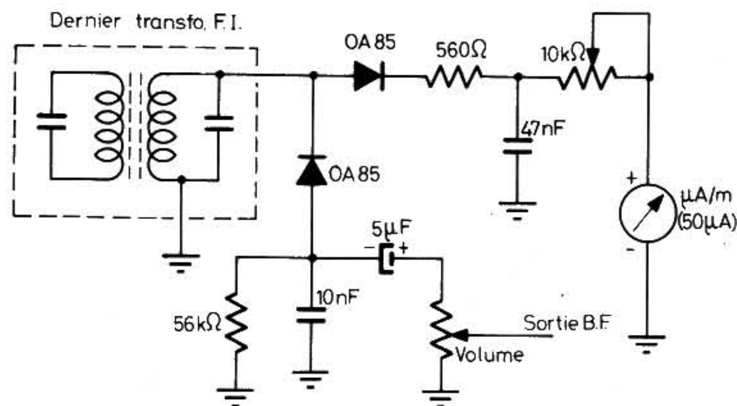


Fig. III-60. — Circuit S-mètre.

Mise à part cette remarque d'ordre pécuniaire, la réalisation d'un tel circuit S-mètre est un jeu d'enfant !

Les différents circuits de S-mètres que nous venons de voir étaient tous commandés à partir de la sortie FI. Il est intéressant de mentionner un nouveau type de montage qui utilise non plus le signal FI mais la tension de CAG, c'est-à-dire la tension d'antifading, tension qui est d'autant plus forte que le signal reçu est lui aussi plus élevé. Cette tension de CAG est destinée à commander le gain des étages amplificateurs FI de telle sorte que leur gain soit élevé pour des signaux faibles et vice-versa. Le schéma de la figure III-61 montre un circuit de S-mètre plus élaboré,

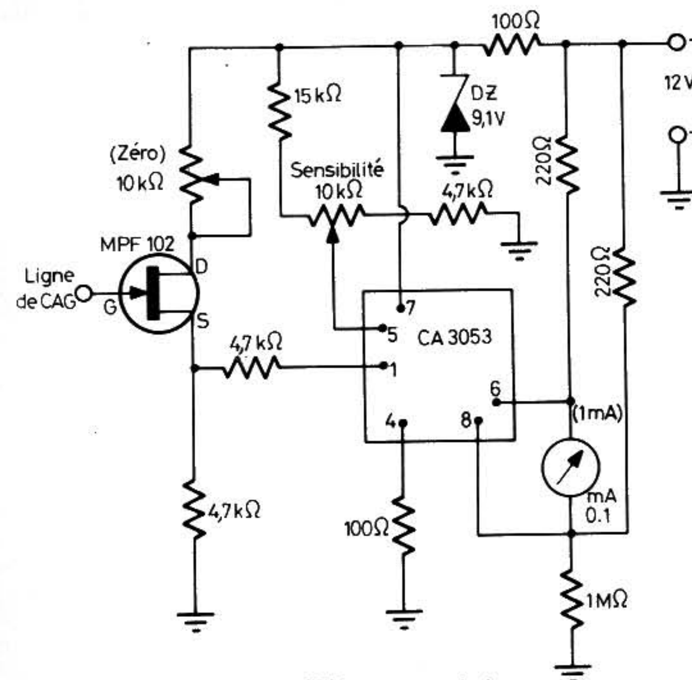


Fig. III-61. — Circuit S-mètre à FET et circuit intégré.

puisqu'il est commandé à partir de la tension de CAG qui agit sur la gate d'un transistor FET de type MPF102 (ou tout autre FET car ses caractéristiques propres ont peu d'importance). L'impédance d'entrée du FET étant très élevée, son influence sur la ligne de CAG est négligeable, ce qui ne serait pas le cas avec un transistor traditionnel dont l'impédance ne serait plus du tout négligeable et qui amortirait la tension de CAG, rendant ce dernier beaucoup moins efficace. Le signal de sortie, prélevé sur la source du FET est amplifié par un circuit intégré de type CA3053 dont la sortie (borne 6) est connectée à un galvanomètre moins sensible que dans le montage précédent (donc moins onéreux et plus facile à trouver) qui déviera totalement pour une intensité de 1 mA. Le réglage du zéro sera obtenu en agissant sur le potentiomètre de 10kΩ monté en résistance ajustable et placée dans l'alimentation du drain du transistor FET. La sensibilité du montage sera ajustée au moyen du potentiomètre de 10 kΩ placée dans l'alimentation de la borne 5 du circuit intégré. Le circuit dans son ensemble sera alimenté à partir du 12 V, le — étant à la masse et une diode zéner de 9,1 V sera placée après la résistance chutrice de 100 Ω de telle sorte que la tension continue d'alimentation du circuit intégré (borne 7) soit parfaitement stable ; cela évitera tout risque d'instabilité ou de dérive.

Ce dispositif de S-mètre est particulièrement recommandé pour des récepteurs ayant déjà eux-mêmes de bonnes performances, car il nécessite une ligne de CAG ; il ne serait pas concevable de l'employer dans un récepteur à super-réaction !

Il est encore une possibilité que nous n'avons pas encore mentionnée concernant la commande des circuits de S-mètres. Il est possible d'utiliser la tension BF détectée (avant son amplification dans l'amplificateur de puissance) pour exciter un module S-mètre. En effet, la tension BF détectée est elle-même d'autant plus élevée que le signal HF est lui aussi plus fort : du moins dans les grandes lignes, car s'il s'agit d'une émission insuffisamment modulée, la lecture du S-mètre sera pessimiste et vice-versa s'il s'agit d'une émission surmodulée. Quant à la lecture du S-mètre à partir d'une émission en télégraphie non modulée (CW), ce sera une très hypothétique idée de l'amplitude du signal HF reçu ! Néanmoins, dans le cas où l'on ne dispose ni de FI accessible, ni de tension de CAG, il sera intéressant de pouvoir malgré tout monter un S-mètre dont les indications (relatives) seront les bienvenues.

Un tel circuit (fig. III-62) utilise un transistor FET à l'entrée, afin de ne pas amortir la tension BF détectée. Le signal amplifié par le FET est conduit à un transistor NPN qui l'amplifie à nouveau et qui excite un circuit redresseur à diodes de telle sorte que la valeur moyenne du signal BF commande le cadre d'un galvanomètre de déviation totale 1 mA. Le rôle du condensateur de 35 μF en parallèle avec le galvanomètre est d'intégrer la tension BF variant très rapidement afin d'en établir une valeur moyenne, cette valeur étant affichée par la déviation du milliampèremètre. Le transistor à effet de champ est du type 2N5459 ou similaire, tandis que le transistor NPN est un 2N4401. En fait, d'autres composants pourront très bien être utilisés en remplacement, les caractéristiques n'étant pas particulièrement critiques. Les diodes pourront être des 1N914 ou toute autre diode disponible, car il ne s'agit là que de BF à des niveaux moyens.

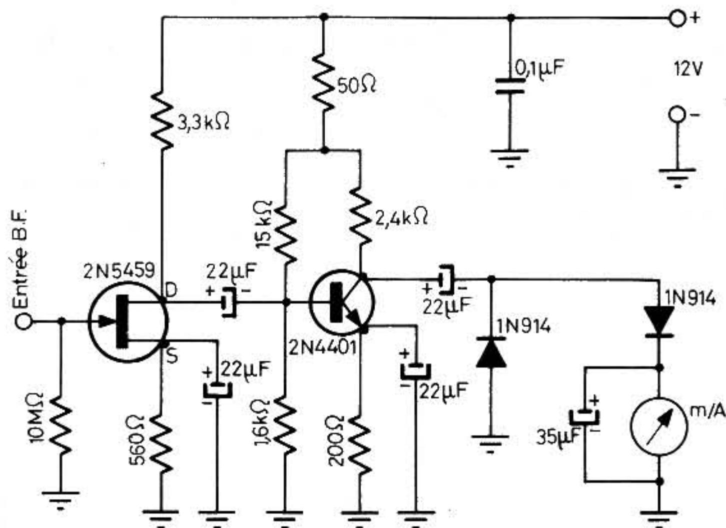


Fig. III-62. — Circuit S-mètre à partir de la BF.

Au cas où l'on ne pourrait pas se procurer de milliampèremètre de 1 mA de sensibilité, mais seulement un galvanomètre de déviation totale pour 5 mA, on pourra utiliser la variante que montre la figure III-63. Le transistor FET d'entrée commande non plus un transistor mais deux transistors NPN montés en cascade, le second étant commandé en courant continu et le milliampèremètre étant inséré directement dans le retour émetteur.

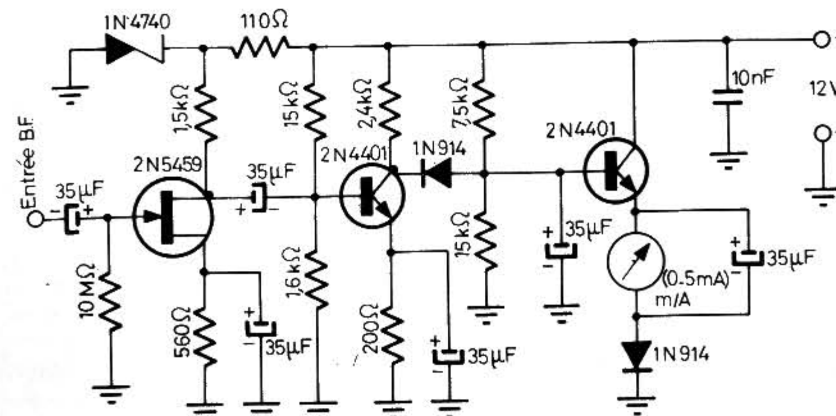


Fig. III-63. — Circuit S-mètre pour mA (5 mA) à partir de la BF.

Afin de stabiliser le fonctionnement de l'étage d'entrée une diode zener 1N4740 est placée entre le plus alimentation et la masse. Les deux premiers étages ne diffèrent pas du montage précédent et c'est seulement le troisième étage qui permet d'amplifier le signal utile pour que le courant qui fait dévier l'aiguille du galvanomètre varie de 0 à 5 mA pour une variation du signal d'entrée sur toute la plage de ses valeurs possibles. Les deux diodes de redressement du signal BF amplifié sont des diodes 1N914 ou similaires car là encore leurs performances importent peu. A noter que la seconde diode placée dans l'émetteur du deuxième 2N4401 est destinée à bloquer ce transistor en l'absence de signal BF, de sorte que le milliampèremètre ne dévie pas du tout en l'absence de signal BF et que le transistor ne se débloque qu'en présence de signal incident à mesurer. La réalisation pratique de ce circuit de commande de S-mètre pourra être celle d'un petit module de dimensions approximatives : 60 × 40 mm qui sera placé à proximité immédiate du galvanomètre utilisé. En ce qui concerne l'étalonnage de ces deux circuits, nous pouvons indiquer qu'il a fallu une tension d'entrée BF de 25 à 30 mV crête à crête pour obtenir une déviation correspondant à S9 et une tension d'entrée de 50 à 60 mV pour obtenir une déviation totale du S-mètre.

Balise simplifiée

La première partie de ce chapitre ayant été consacrée aux montages récepteurs, permettant l'écoute des différents types d'émission sur la gamme 27 à 30 MHz, ainsi qu'aux circuits annexes offrant une amélioration des conditions de réception, nous allons consacrer la seconde partie de ce chapitre aux montages émetteurs, en commençant par des circuits simples, faciles à réaliser, même par des débutants et sans problèmes de mise au point, pour atteindre, pas à pas des réalisations plus élaborées, permettant notamment d'établir des liaisons à très grandes distances.

Pour débuter, il est intéressant de voir comment il est possible de monter une petite balise, c'est-à-dire un petit émetteur automatique qui permet de faire des essais de récepteurs ou d'antennes.

Cette balise, dont le schéma (fig. III-64) est simple de conception, n'utilise que très peu de composants. Un seul transistor NPN au silicium de type 2N2222 alimenté en 5 V et un circuit intégré digital très répandu de type SN7400 ou équivalent associés à un quartz taillé dans la bande 27 MHz et nous aurons réalisé un émetteur 27 MHz automatique délivrant quelques milliwatts, suffisants en tous cas pour être reçu à quelques centaines de mètres et permettant de mener à bien certains essais.

La fréquence d'oscillation sera déterminée par celle du quartz (taillé dans la bande 27 ou 28 MHz au choix de l'utilisateur et à la sortie de la troisième porte du SN7400, le signal sera rectangulaire (signal carré) ; une capacité de 100 pF transmettra ce signal rectangulaire au circuit oscillant de sortie (L et 10 pF) de telle sorte

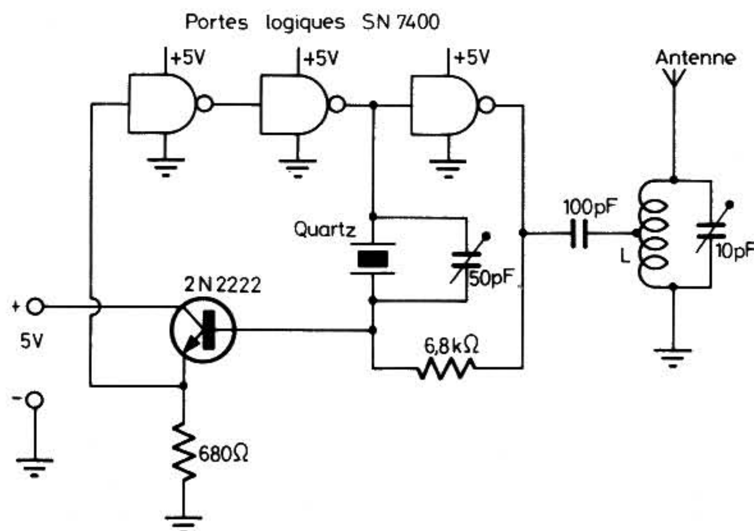


Fig. III-64. — Petite balise 27 MHz à circuit intégré.

que l'antenne connectée à l'extrémité « chaude » de L rayonne le signal HF remis sous forme sinusoïdale par le circuit oscillant et amplifié par le « Q » de ce dernier. La bobine L pourra avoir une quinzaine de spires de fil émaillé de 0,8 mm bobinées sur un mandrin de 8 mm de diamètre avec une prise à la 6e spire à partir de la masse.

Si l'on ne dispose pas de générateur HF, il est néanmoins utile de pouvoir utiliser un générateur élémentaire délivrant un signal HF (à 27 MHz) avec une puissance minime et permettant de procéder à des essais ou à des réglages de récepteurs ; un tel générateur particulièrement simplifié (fig. III-65) n'emploie qu'un seul et unique transistor 2N708 monté en oscillateur. La fréquence est fixée par le quartz que l'on aura choisi en fonction de la bande retenue. Alimenté sous 12 V, le — étant à la masse ce mini générateur pourra être utilisé comme balise si besoin est, mais dans ce cas, plutôt que de brancher directement une antenne à sa sortie, il sera préférable de le munir d'un circuit oscillant à self et capacité, de la même manière que cela a été fait au montage précédent. La tension de sortie HF délivrée par cet oscillateur est de l'ordre de 200 mV et il est possible de le munir d'un atténuateur si l'on désire réduire progressivement l'amplitude de la tension HF qui sera injectée, par exemple, à l'entrée d'un récepteur 27 MHz en cours de réglages. Dans ce cas, un simple potentiomètre de 50 kΩ servira d'atténuateur, les pertes étant limitées si le potentiomètre est de bonne qualité.

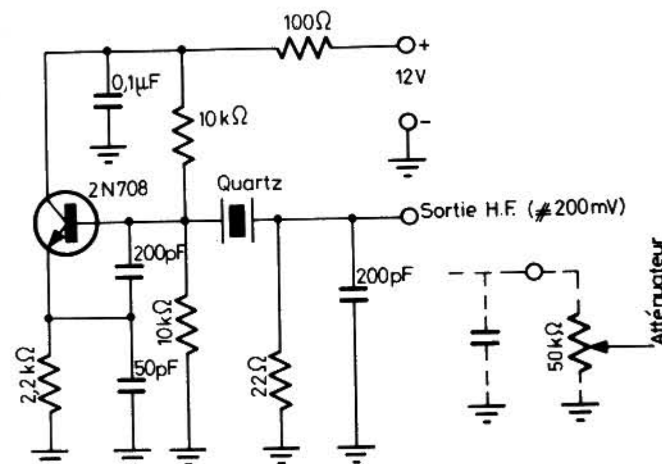


Fig. III-65. — Générateur 27 MHz à fréquence fixe.

Un mini-émetteur délivrant une tension de sortie HF de 500 mV (fig. III-66) peut être réalisé soit pour « se faire la main » avant de s'attaquer à des montages plus élaborés, soit pour des applications de liaisons à courtes distances, soit enfin pour disposer d'un générateur de poche aux multiples applications.

Le transistor NPN est du type 2N918 et alimenté sous 12 V délivrera ces 0,5 V dans un circuit accordé L où l'on trouve : l'enroulement principal : 20 spires de fil émaillé de 0,8 mm sur un mandrin de 8 mm, l'enroulement de couplage collecteur :

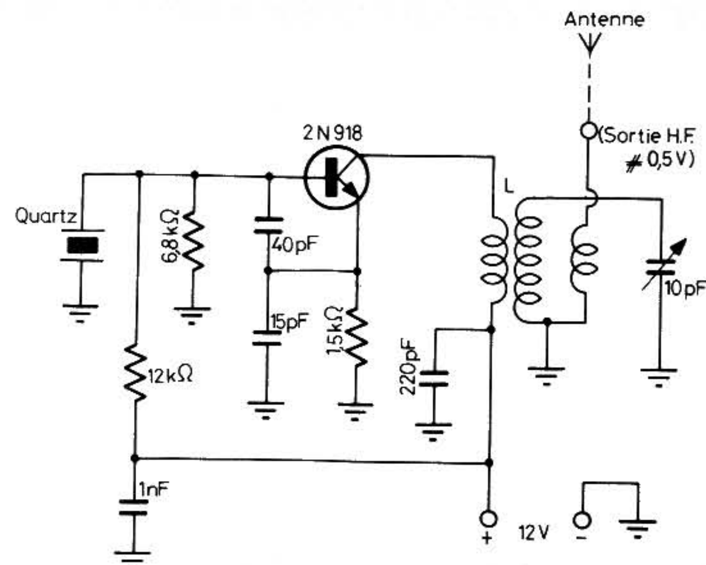


Fig. III-66. — Petit émetteur 500 mV de sortie HF.

8 spires de ce même fil, couplé au milieu de l'enroulement principal et enfin l'enroulement de couplage d'antenne (ou de sortie) : 5 spires couplées côté masse. Le condensateur ajustable de 10 pF permettra de caler la fréquence de résonance du circuit oscillant sur la fréquence exacte du quartz utilisé.

Un tel mini-émetteur pourra servir de télécommande élémentaire, à la condition de construire également le récepteur destiné à recevoir le signal émis et de le convertir en ordre à donner : ouverture d'une porte, mise en route d'un éclairage, etc.

Dans ce cas, le récepteur devra être simple et ce sera un montage de début, facile à réaliser et peu onéreux. Ce récepteur comprendra seulement deux transistors (fig. III-67) et une diode. Le signal HF reçu par l'antenne est amplifié par le circuit accordé à la résonance (« Q » de 200 à 500) et appliqué à la diode 1N69 qui détecte le signal BF et commande la base du premier 2N109 lequel commande à son tour le second 2N109 dont le collecteur est chargé par la bobine du relais. Lorsque le signal de commande est appliqué à ces deux transistors montés en cascade, le second se débloque et le courant de collecteur suffit à faire coller le relais. Les contacts du relais serviront à commander la mise en marche ou l'arrêt du circuit extérieur que l'on aura voulu télécommander. Les transistors 2N109 n'étant pas particulièrement des composants récents, il sera facile de les remplacer par des transistors plus modernes, que l'on pourra définir à partir du tableau d'équivalence situé à la fin de cet ouvrage.

Le petit émetteur automatique que nous venons de voir ne permettant pas (tel qu'il est) de transmettre la modulation vocale, nous proposons le montage micro-émetteur HF délivrant environ 200 mW et assurant la transmission de la parole à une distance de plusieurs centaines de mètres. Son schéma (fig. III-68) n'utilise qu'un

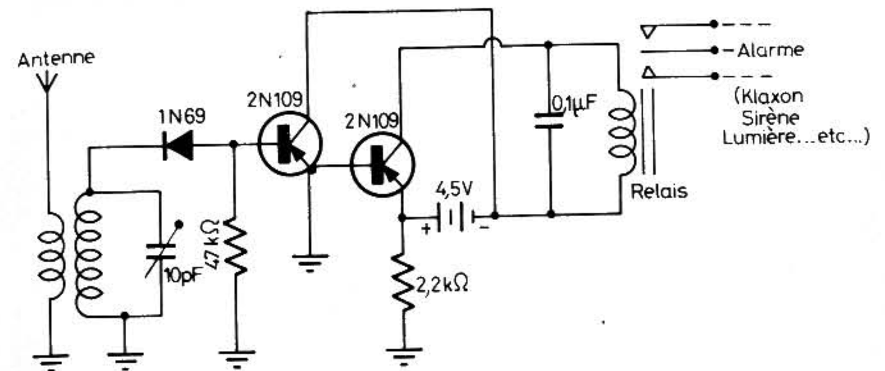


Fig. III-67. — Petit récepteur de télécommande.

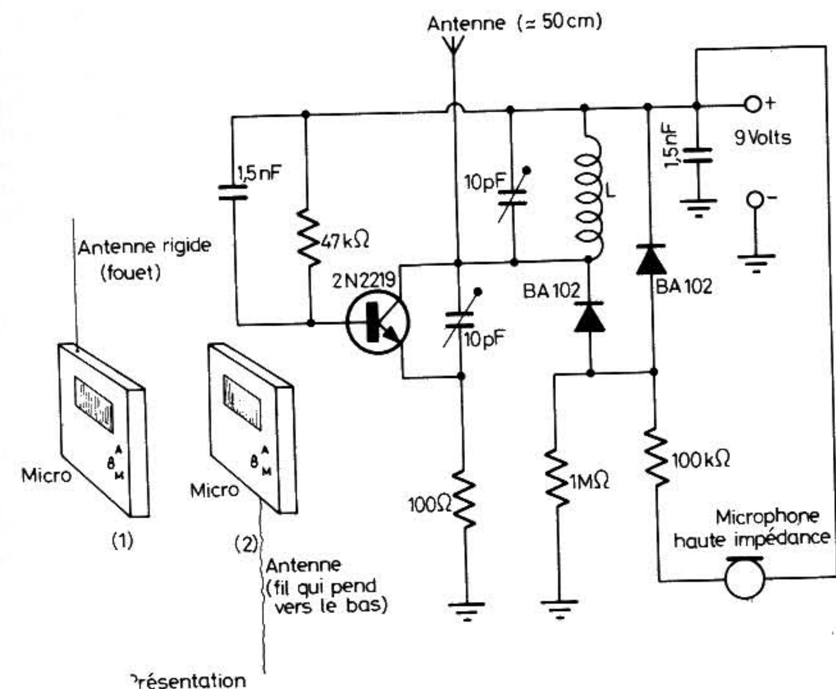


Fig. III-68. — Micro-émetteur HF (200 mW) FM.

seul transistor au silicium de type NPN 2N2219 qui est, par ailleurs très facile de se procurer. Ce micro-émetteur fonctionnant en FM, il sera aisé de le recevoir sur un récepteur simple à super-réaction et ceci sans aucune difficulté. Le transistor 2N2219 est monté en oscillateur et la fréquence d'oscillation est déterminée par le circuit accordé L et 10 pF en parallèle. Deux diodes varicap de type BA102 encadrent le circuit accordé de telle sorte que la modulation délivrée par le microphone commande ces deux diodes qui ont comme particularité de voir varier leur capacité propre en fonction de la tension appliquée à leurs bornes. Il s'ensuit que la tension délivrée par le microphone à haute impédance (micro piézo par exemple) fera varier la capacité propre des deux diodes et ceci symétriquement de telle sorte que la capacité globale montée en parallèle avec la bobine L varie au rythme de cette modulation et par voie de conséquence, la fréquence d'émission variera à ce même rythme : d'où la modulation de fréquence (ou FM). Le micro-émetteur sera alimenté en 9 V, le — étant à la masse et la consommation pourra atteindre 200 mA. La bobine L aura une dizaine de spires de fil émaillé de 0,8 mm bobinées sur un mandrin de 6 mm de diamètre sans noyau. La puissance pouvant être dissipée par le transistor 2N2219 étant au maximum de 500 mW et son gain en courant étant supérieur à 100, sa fréquence de coupure également supérieure à 250 MHz, ce montage micro-émetteur pourra délivrer facilement 200 mW HF dans la petite antenne d'une longueur d'une cinquantaine de centimètres. A noter que si l'on préfère ne pas utiliser d'antenne verticale rigide (tel un fouet) pour des raisons pratiques d'utilisation, le micro-émetteur étant porté sur la poitrine, par exemple, il est facile de remplacer cette antenne rigide par un simple morceau de fil isolé de 50 cm de long et qui pend vers le bas (voir croquis).

Les deux impératifs qui caractérisent ce montage sont : un microphone à haute impédance et une modulation de fréquence. Mais si l'on préfère utiliser un microphone à basse impédance (dynamique par exemple) et la modulation d'amplitude afin de pouvoir recevoir l'émission du micro-émetteur sur un récepteur traditionnel en AM, on pourra réaliser le microphone sans fil utilisant un circuit intégré fabriqué par RCA et muni d'un microphone à basse impédance et délivrant enfin une émission de 50 mW modulée en AM.

Ce montage (fig. III-69) qui n'est pas bien difficile à réaliser utilise donc un KD2114 à la fois en oscillateur HF et en amplificateur BF et modulateur. Le signal BF issu du microphone est injecté sur la borne 6 du circuit, alors que le signal HF est disponible sur la borne 5. La fréquence d'émission est définie par le circuit oscillant L avec 10 pF quant à sa capacité d'accord et l'antenne est connectée à une prise au tiers sur la bobine L. Celle-ci aura une quinzaine de spires de fil émaillé de 0,8 mm bobinées sur un mandrin de 6 mm de diamètre et la prise au tiers destinée au branchement de l'antenne sera soudée sur la 5[e] spire à partir de l'extrémité allant à la borne 5 du circuit intégré.

Les différents composants périphériques (résistances et condensateurs) sont donnés à titre indicatif et il est possible, dans certains cas, d'avoir à modifier quelque peu certaines valeurs de résistances. Un potentiomètre de 10 kΩ permet de modifier la tension basse fréquence appliquée à la borne 3, alors que sa tension de polarisation est fixée par le pont de résistances (47 et 22 kΩ et découplé par 10 nF).

L'alimentation de ce microphone sans fil est obtenue à partir d'une pile de 9 V dont le — est à la masse. La puissance HF disponible sera variable entre quelques

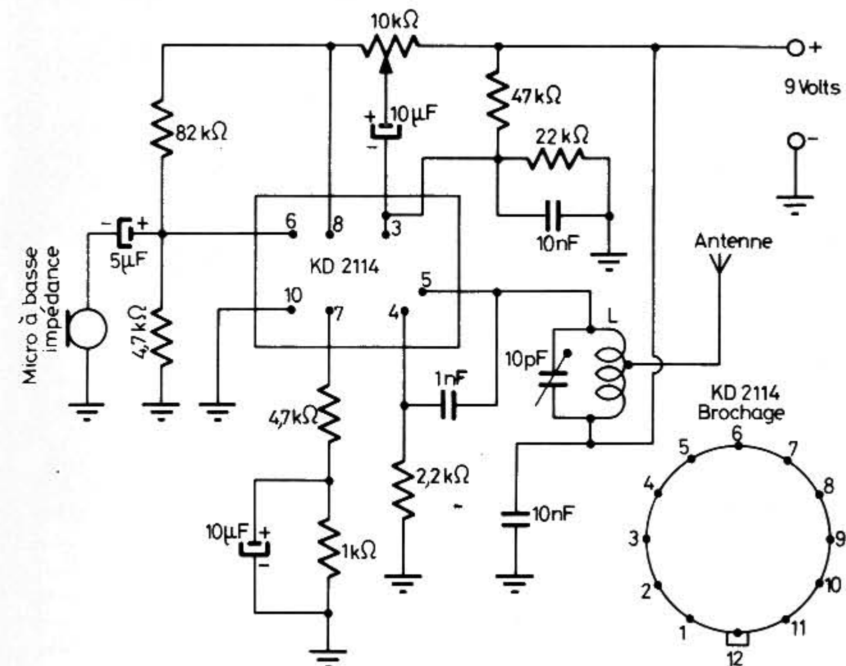


Fig. III-69. — Micro-émetteur HF AM (50 mW).

milliwatts et une cinquantaine de mW suivant le coefficient de qualité de la bobine L et suivant l'efficacité de l'oscillateur HF ainsi réalisé. C'est, en tout cas un montage des plus intéressant et que nous ne saurions trop recommander à nos amis lecteurs.

Sa présentation pourra être identique à celle du micro-émetteur précédent : un très petit boîtier métallique contenant le module électronique avec sa pile de 9 V et surmonté de son antenne fouet ou de son fil souple d'antenne pour une utilisation en portatif dans la poche ou sur la poitrine. Les dimensions du boîtier seront d'environ : 80 × 50 × 30 mm. Ces dimensions pourront même être réduites si besoin est, sans difficulté.

Mais pour ceux qui trouveraient trop élaborée la conception de ce micro-émetteur à circuit intégré, un montage beaucoup plus simple et n'utilisant que deux transistors NPN de type BC121 fait l'objet de la figure III-70. Un microphone cristal (piézo) est employé en association avec le premier BC121 qui fonctionne en amplificateur BF alors que le second BC121 est monté en oscillateur HF. La BF amplifiée est appliquée à la base du transistor oscillateur ce qui entraîne une variation de la fréquence d'émission, fréquence déterminée par les caractéristiques du circuit LC. La bobine L aura une quinzaine de spires de fil émaillé de 0,8 mm bobinées sur un diamètre de 6 mm avec une prise à la 4[e] spire pour la connexion d'antenne. Ce micro-

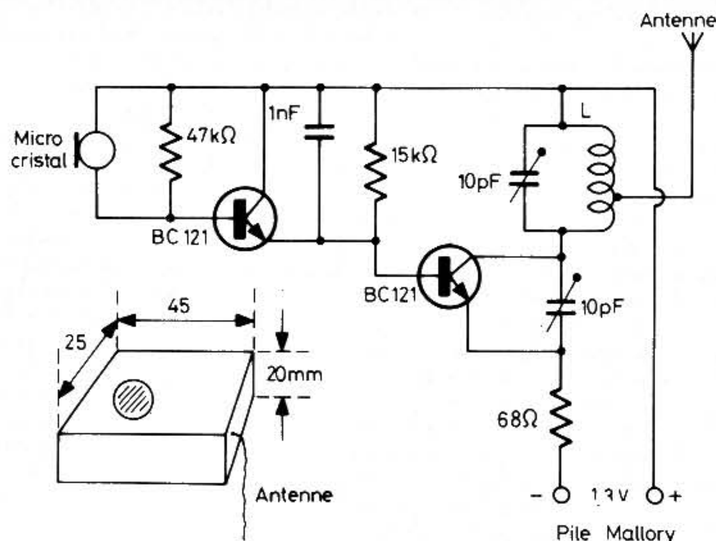


Fig. III-70. — Micro-émetteur FM subminiature.

émetteur FM pouvant fonctionner aussi bien sur 27 que sur 28 MHz ne délivrera qu'une puissance HF de quelques milliwatts mais néanmoins suffisante pour permettre une portée de quelques centaines de mètres. Il sera alimenté par une seule pile au mercure de 1,5 V (type Mallory RM-13 GH) qui est du modèle miniature. Le boîtier comprenant le circuit électronique et sa batterie d'alimentation sera lui aussi de très petites dimensions, telles que 45 × 25 × 20 mm. Une remarque est à formuler : pourquoi l'application d'un signal BF à la base du transistor oscillateur entraîne-t-elle une variation de la fréquence d'émission, plutôt qu'une modulation en amplitude du signal de sortie ? La réponse est simple : cette variation de tension (la liaison entre l'émetteur du premier BC121 et la base du second est en direct : pas de capacité de liaison) entraîne une variation des capacités internes des jonctions du transistor, capacités internes qui se retrouvent en parallèle avec la capacité d'accord de 10 pF en parallèle avec la self L. Ces variations de capacités internes se comportent de la même manière que si l'on faisait varier cette capacité d'accord, d'où une variation de fréquence. Par contre, l'amplitude du signal BF n'est pas suffisante pour moduler sérieusement en amplitude le signal de sortie, mais il y a, de fait, une légère composante de modulation d'amplitude dans le signal de sortie rayonné par l'antenne.

Une autre réalisation de micro-émetteur FM (fig. III-71) utilise une diode tunnel comme oscillateur HF, ce qui présente les avantages suivants : montage très simplifié, grande stabilité de la fréquence, consommation très faible, grande facilité pour monter aux fréquences élevées, et à plus forte raison pour atteindre 27 ou 28 MHz, tension d'alimentation réduite (1,5 V), miniaturisation extrême possible (de la taille

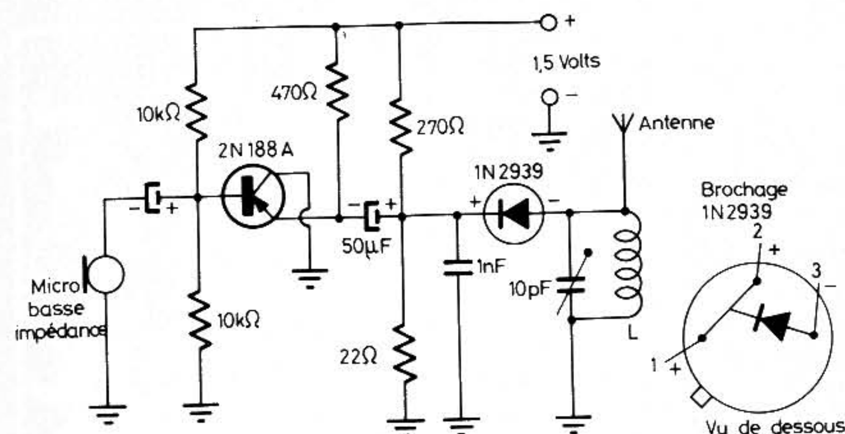


Fig. III-71. — Micro-émetteur FM à diode tunnel.

d'un bout de sucre si l'on veut, voire moins !). La portée de ce micro-émetteur est de 350 à 500 mètres, et davantage si le récepteur est relativement sensible ; très bonne qualité de modulation : le microphone employé sera à basse impédance (microphone dynamique si possible). La diode tunnel de type 1N2939 et le transistor PNP 2N188 A sont importés des USA mais distribués en France par Sescosem ou par ses distributeurs.

La bobine L aura comme toujours une vingtaine de spires de fil émaillé de 0,8 mm bobinées sur un mandrin de diamètre 6 mm sans noyau et l'antenne sera connectée directement à l'extrémité « chaude ».

La diode tunnel se présente sous forme d'un boîtier de transistor à trois pattes : 1, 2 et 3 ; les broches 1 et 2 sont connectées intérieurement entre elles. On pourra donc utiliser ou la broche 1 ou la broche 2 comme électrode négative vers la bobine L. La pile de 1,5 V sera du type Mallory au mercure si l'on veut une réalisation miniaturisée, ou tout simplement une pile de 1,5 V (type bâton) pour un montage moins onéreux (et un peu plus gros !).

Un dernier schéma de micro-émetteur utilisant trois transistors d'origine japonaise (fig. III-72) et fonctionnant en FM sur 27 à 28 MHz à partir d'un microphone type CM22 ou 62, est constitué par un premier étage amplificateur BF avec un TJA0117, suivi par un second étage amplificateur BF et modulateur qui attaque l'étage oscillateur équipé d'un BSW22. A défaut de TJA 0117 et de BSW22, on pourra, à l'aide du tableau d'équivalence, trouver des composants plus faciles à se procurer ! les deux étages BF sont donc équipés de TJA0117 qui sont des PNP, alors que l'oscillateur HF est muni d'un BSW22 qui est un PNP (attention au branchement !). La bobine L avec une capacité de 10 pF détermine la fréquence de fonctionnement et des capacités de faibles valeurs (12 pF et 5 pF) assurent la mise en oscillation de l'étage en établissant une réaction au sein du transistor. L aura environ 25 spires de fil émaillé de 0,8 mm bobinées sur un mandrin LIPA à noyau en ferrite

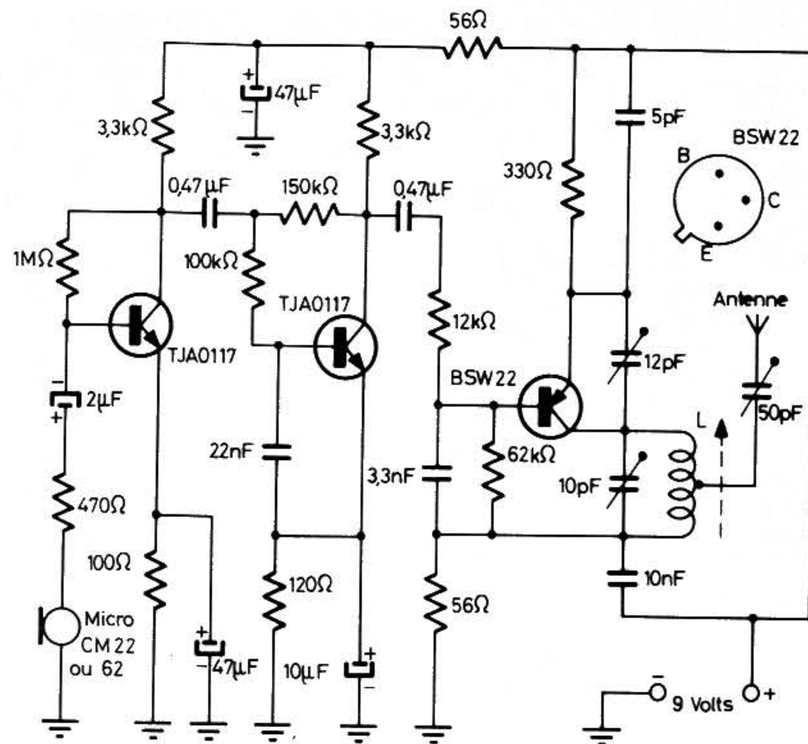


Fig. III-72. — Micro-émetteur FM à 3 transistors.

d'un diamètre de 8 mm si possible et la prise de connexion d'antenne sera soudée à la 10ᵉ spire à partir de l'extrémité opposée au collecteur du BSW22. Les spires seront espacées de 1/2 mm environ pour améliorer le « Q » du circuit oscillant.

Ce micro-émetteur, contrairement aux précédents, sera alimenté à partir d'une pile de 9 V (ou mieux à partir de deux piles de 4,5 V en série, le — étant à la masse). Le circuit imprimé ou la carte destinée à recevoir tous les composants aura comme dimensions : 100 × 25 mm (ou si l'on préfère la présentation tel un paquet de cigarettes : 70 × 50 mm,la pile de 9 V étant en plus.

Une variante simplifiée et n'utilisant que deux transistors de récupération et une diode varicap (fig. III-73) permet de réaliser un petit émetteur délivrant une puissance de quelques milliwatts et modulé en fréquence grâce à la diode à capacité variable BA102. Un transistor PNP au germanium de type AC125 est monté en amplificateur BF tandis qu'un AF125 est utilisé en oscillateur HF. La bobine L (25 spires, prise à la 5ᵉ et à la 20ᵉ pour les connexions de collecteur et d'antenne) est accordée par une capacité de 10 pF et sa variation de fréquence est commandée par la variation

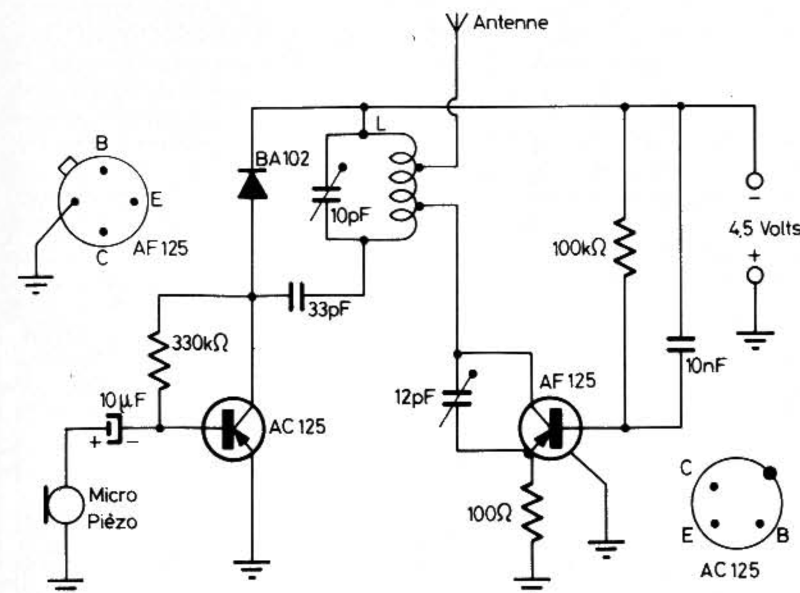


Fig. III-73. — Micro-émetteur à 2 transistors et 1 diode Varicap.

de capacité de la diode BA102, au rythme de la modulation. Alimenté sous 4,5 V, le + étant à la masse, ce petit émetteur permet des liaisons de quelques centaines de mètres. Le microphone sera du type piézo (ou cristal).

Le schéma de la figure III-74 montre une réalisation industrielle d'origine japonaise. Il s'agit d'un microphone sans fil destiné à la sonorisation. Le microphone ainsi que toute la partie électronique et la batterie d'alimentation à 12 V, sont logés dans le corps du micro (voir croquis), de diamètre 25 mm et de longueur 150 mm. En fait, toute la partie électronique (encadrée par un rectangle en pointillé sur notre figure) est constituée par un circuit intégré de type HYW119 pour lequel les composants périphériques sont en nombre limités : deux bobines, un microphone et deux capacités ajustables ; l'émission rayonnée par l'antenne est en modulation de fréquence. Le premier étage est monté en oscillateur modulé en fréquence grâce aux variations de capacités induites par le microphone et le second étage est un amplificateur de « puissance » HF. La bobine L_1 aura une trentaine de spires de fil émaillé de 0,8 mm sur un diamètre de 6 mm environ, tandis que la bobine L_2 aura 18 spires de ce même fil émaillé bobinées sur un mandrin de 6 mm avec une prise à la 6ᵉ spire côté + 12 V, destinée à la connexion de la borne 5 du circuit intégré ; l'enroulement de couplage d'antenne aura 5 spires couplées de part et d'autre de cette prise intermédiaire. On pourra alimenter ce microphone sans fil à partir de piles au mercure délivrant 12 V, mais de préférence à partir d'une petite batterie cadmium-nickel rechargeable qui sera logée dans le corps du micro.

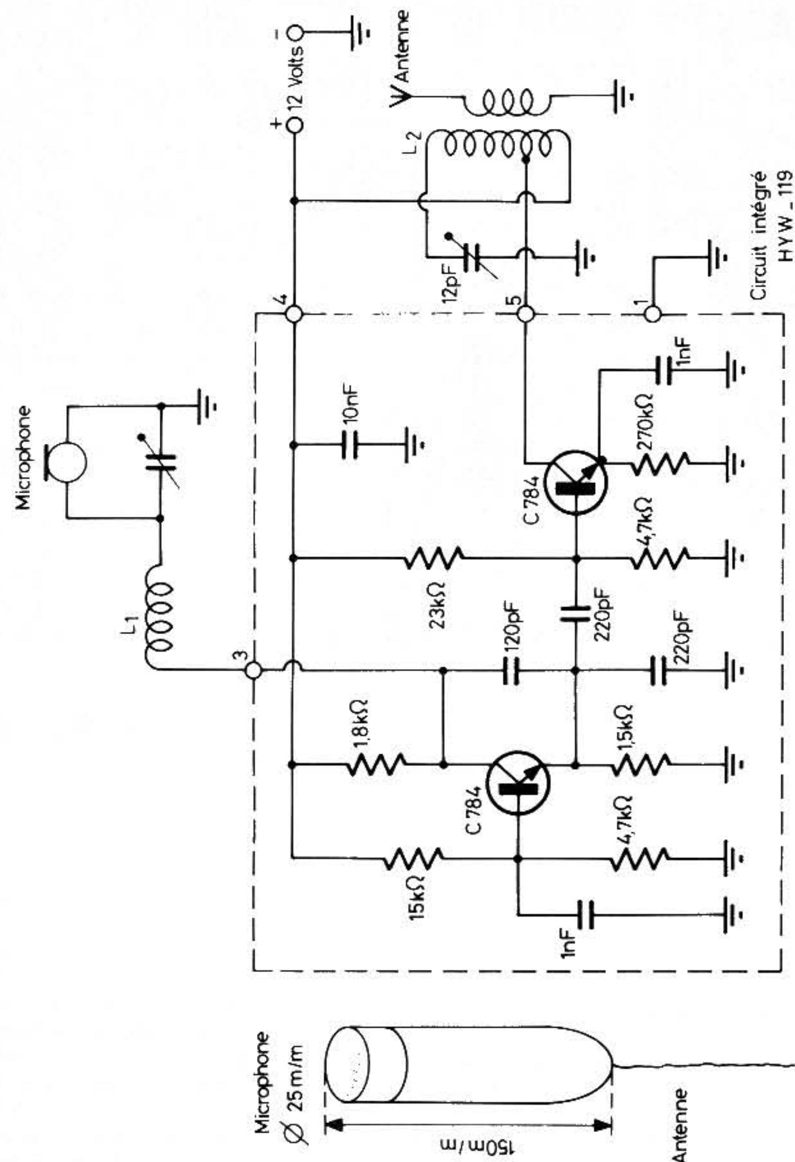


Fig. III-74. — Microphone

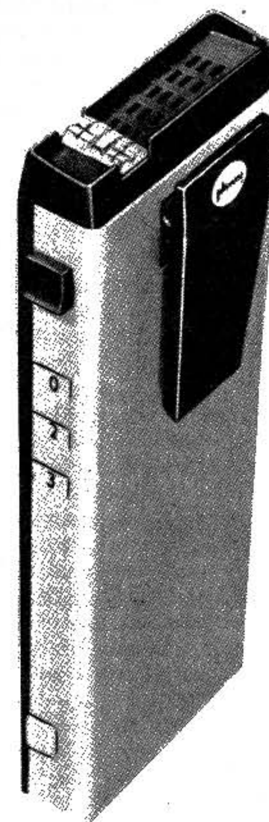
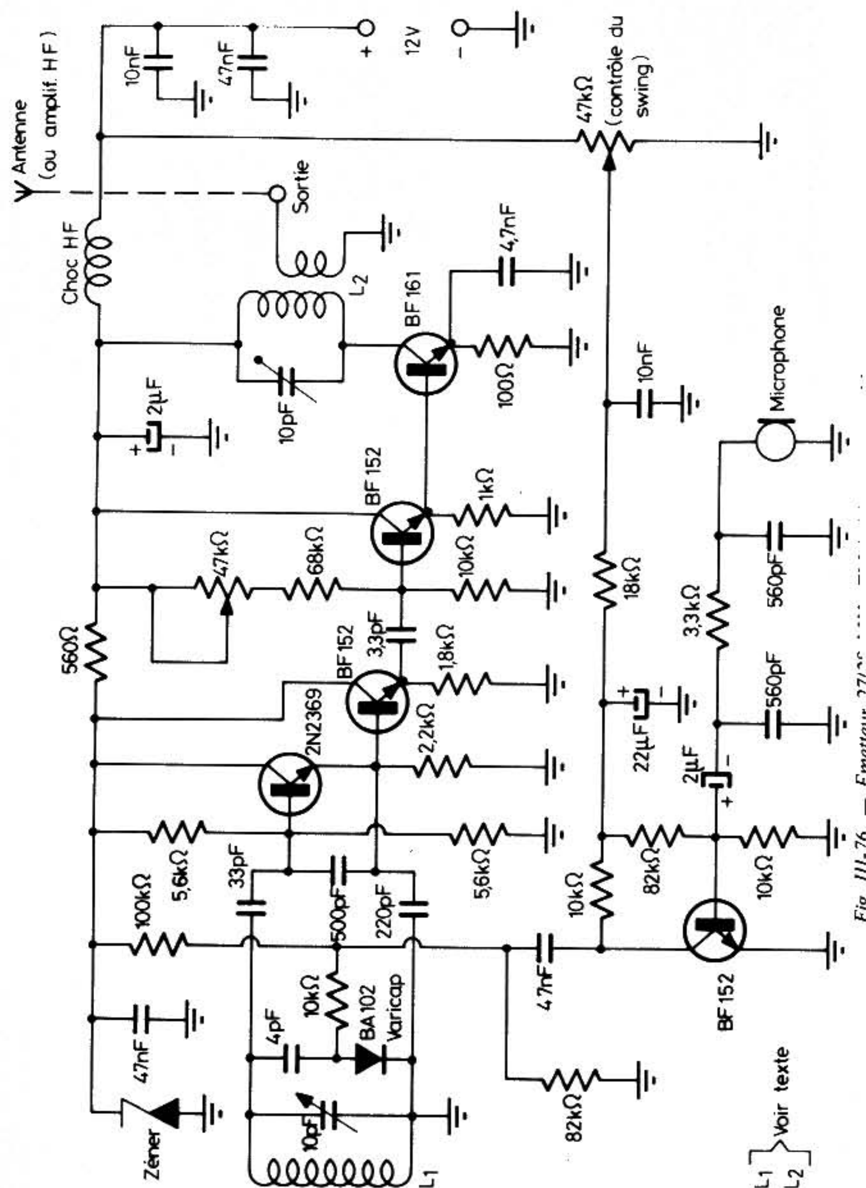


Fig. III-75. — Présentation possible d'un microphone sans fil.

A titre indicatif, la photographie III-75 montre une présentation type d'un microphone sans fil, qui peut être réalisée sans trop de difficultés par des amateurs même débutants ; les dimensions en sont : 100 × 60 × 20 mm et l'aspect des plus engageants.

Emetteurs 27 et 28 MHz permettant le trafic amateur

Le premier montage émetteur 28 MHz fonctionnant en FM et permettant le trafic radio-amateur (fig. III-76) est déjà plus élaboré. Il utilise cinq transistors NPN au silicium, une diode varicap pour la modulation de fréquence et une diode zener pour la stabilisation de la tension d'alimentation. Alimenté sous 12 V, le — étant à la masse, cet émetteur délivre une puissance de quelques milliwatts, ce qui permettra de l'utiliser sans problème sur la bande 27 MHz ou de le faire suivre d'un



amplificateur pour travailler dans la bande amateur des 28 à 30 MHz. Ce montage offre la particularité (et le grand avantage) de pouvoir déplacer sa fréquence d'émission car il est piloté par un VFO (Oscillateur à Fréquence Variable) et non plus par un quartz qui fixe la fréquence d'émission une fois pour toutes. Ce pourra être le pilote d'un émetteur plus puissant que l'on utilisera pour des liaisons à grandes distances (avec un indicatif amateur s'entend !)

Le schéma (fig. III-76) dans son ensemble n'est qu'une succession d'étages que nous allons détailler quelque peu. L'oscillateur muni d'un 2N2369 fonctionne sur la fréquence désirée (27 ou 28 MHz) à partir d'un circuit oscillant comprenant la bobine L_1 : 11 spires de fil émaillé de 0,4 mm bobinées sur un mandrin de 6 mm et une capacité d'accord variable de 10 pF environ. Trois étages amplificateurs succèdent à cet oscillateur-pilote pour délivrer un signal de sortie amplifié dans un circuit accordé (L_2 et une capacité de 10 pF). La bobine L_2 aura 19 spires de fil émaillé de 0,4 mm bobinées sur un mandrin de 6 mm. L'enroulement de couplage destiné à la connexion d'antenne aura 3 spires couplées côté froid. Le signal de sortie (sous une impédance de 75 Ω) pourra être utilisé soit par une antenne, soit connecté à l'entrée d'un amplificateur de puissance tel qu'il a été dit plus haut. La modulation de fréquence est obtenue à partir d'une diode varicap de type BA102 montée en parallèle avec le circuit oscillant du pilote. Le signal BF provenant du microphone est appliqué, après amplification par le transistor BF de type BF102, à la diode varicap dont les variations de capacité engendreront des variations de fréquence à la fréquence propre du pilote. Pour doser le taux de modulation, c'est-à-dire le « swing » en langage anglo-saxon, on fera varier la tension d'alimentation de l'amplificateur BF. C'est la raison pour laquelle un potentiomètre de 47 kΩ est placé entre le + et le — 12 V et son curseur va alimenter le modulateur après découplage (10 nF, 18 kΩ et 22 μF). Pour éviter les risques d'accrochages en HF, il a été prévu d'intercaler une self de choc à ferrite dans la ligne d'alimentation de la platine d'émission. Cette self de choc aura une vingtaine de spires de fil émaillé bobinées sur un tore en perle ferroxcube. Le type de microphone importe peu, le gain de l'amplificateur BF étant ajustable pour obtenir une excursion correcte de la modulation, cette dernière étant d'excellente qualité !

Un émetteur 27 ou 28 MHz 1 W HF

Le montage que présente la figure III-77 constitue un émetteur transistorisé délivrant une puissance HF de 1 W à partir de trois transistors au germanium bien connus. Un AF114 est utilisé en oscillateur piloté par quartz. Il est suivi d'un étage amplificateur équipé d'un AF118, suivi à son tour par l'étage amplificateur de puissance qui utilise un AFY19. Alimenté sous 12 à 13 V, le — étant à la masse, cet émetteur délivre effectivement une puissance HF utile de 1 W ; il pourra être employé aussi bien en télécommande (modulé ou non) qu'en émetteur de télécommunications radiotélégraphiques ou radiotéléphoniques. Dans le cas de la transmission télégraphique (ou Morse, ou CW), il suffira de découper la porteuse au moyen d'un manipulateur. Dans le cas de la téléphonie, on pourra moduler en amplitude l'étage final pour obtenir une émission en AM ou moduler en fréquence l'étage pilote pour trafiquer en FM. Le quartz qui définit la fréquence d'émission sera donc choisi

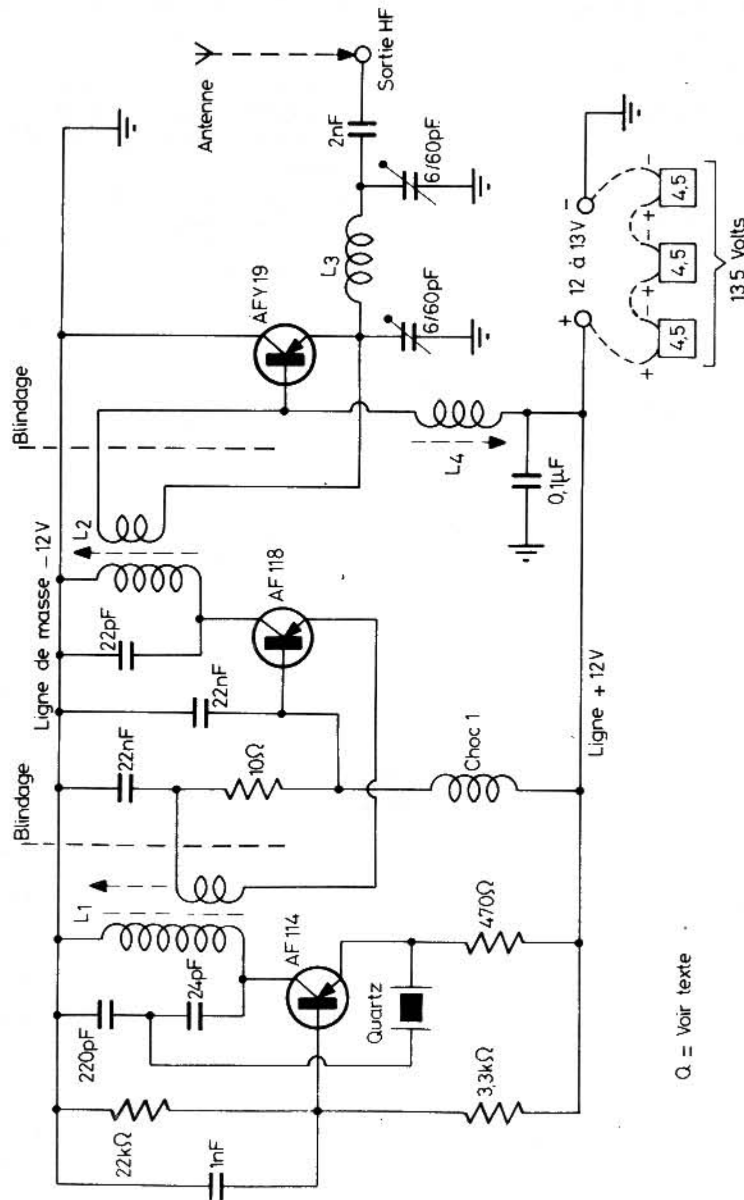


Fig. III-77. — Emetteur 27/28 MHz - 1 W.

en fonction de la gamme retenue : un quartz 27 MHz pour le trafic sur la gamme 27 MHz ou un quartz 28 MHz pour un trafic sur la bande amateur 28 à 30 MHz. Le bobinage L_1 qui constitue le circuit et oscillant du pilote sera réalisé en bobinant 12 spires de fil émaillé de 0,6 mm sur un mandrin de 8 mm de diamètre avec un espacement de 1/2 mm entre spires. L'enroulement de couplage permettant d'exciter le deuxième étage aura 2 spires de ce même fil, couplées à l'extrémité « froide » du bobinage L_1. Le mandrin utilisé conservera son noyau plongeur, ce qui permettra d'accorder avec soin la fréquence de résonance de ce circuit sur la fréquence exacte du quartz. La bobine L_2 qui charge le collecteur du transistor AF118 aura les mêmes caractéristiques que L_1 ; autrement dit, L_1 et L_2 seront identiques. Son enroulement de couplage permettant d'exciter la base du transistor de puissance AFY19, n'aura qu'une seule spire de ce même fil, couplée à l'extrémité « froide » de L_2. La bobine L_3 qui constitue le circuit accordé de l'étage de sortie (étage de puissance) aura 10 spires de fil émaillé de 0,8 mm bobinées sur un diamètre de 12 mm avec un espacement de 1 mm entre spires. Enfin, la bobine L_4 qui est placée dans le retour de base vers le + alimentation, aura 18 spires de fil émaillé de 0,4 mm bobinées sur un tube de diamètre 9 mm avec un espacement de 1/2 mm entre spires. La self de choc qui est placée dans l'alimentation de la base du transistor AF118, ainsi du reste que dans le retour de son émetteur vers le + 12 V, aura 28 spires de fil émaillé de 0,4 mm bobinées sur un tore en ferrite.

En ce qui concerne l'alimentation de cet émetteur, il est facile de monter 3 piles de 4,5 V en série (cela donne bien 3 × 4,5 = 13,5 V), ce qui assure une puissance de sortie confortable et un prix de revient des plus modestes ! La consommation totale est de l'ordre de 140 mA et la puissance de sortie égale ou supérieure à 1 W. L'amplificateur de puissance est monté en collecteur à la masse, ce qui facilite le logement du transistor AFY19 dans un refroidisseur massif boulonné au châssis (donc à la masse).

L'échauffement de ce transistor est alors négligeable, et le circuit en « pi » qui permet de coupler l'étage de sortie à une antenne avec un rendement optimal utilise deux capacités ajustables de 6/60 pF qui offrent une gamme très large de réglage de charge et d'accords. La bobine L_4 est en fait destinée à neutrodyner l'étage de sortie et son accord sera atteint lorsque l'on aura obtenu un maximum de HF en sortie pour un courant collecteur minimum (de 120 à 125 mA). Il sera bon de placer des blindages entre les étages afin d'éviter les réactions entre les circuits accordés qui sont tous accordés sur la même fréquence !

Si l'on réduit la tension alimentation à 9 V, par exemple, la puissance HF tombe à 500 mW et si la tension continuant à chuter, tombe à 5,5 V, la puissance HF n'est plus que de 150 mW. Au-dessous de 5 V, le montage cesse d'osciller. Par contre, si la tension d'alimentation était portée à 15 ou 18 V, la puissance de sortie pourrait atteindre 1,5 W, mais dans ce cas, si le neutrodynage était quelque peu déficient, l'intensité du collecteur du transistor final pourrait atteindre des valeurs qui risqueraient de mettre en danger la vie de ce transistor !

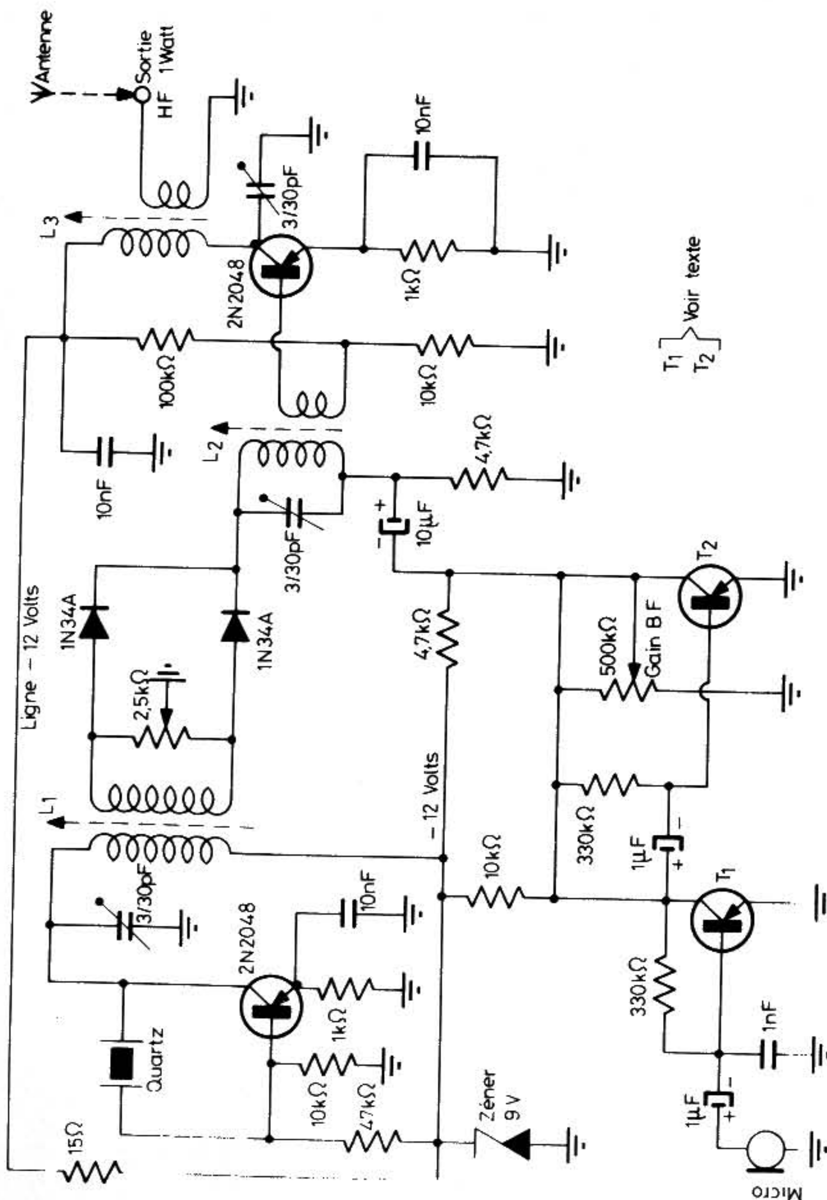


Fig. III-78. — Emetteur à double bande latérale (DSB) sur 28 MHz (1 W).

Un émetteur de 1 W à double bandes latérales (DSB) sur 28 MHz

Le schéma de la figure III-78 est celui d'un émetteur fonctionnant sur la bande amateur 28 MHz en BLU et plus particulièrement en DSB ce qui signifie : double bandes latérales ; dans ce cas, la porteuse est supprimée. Ce procédé de modulation est relativement peu utilisé, mais il constitue un excellent montage de début et une approche très favorable à la véritable BLU, car le procédé est beaucoup plus simple. En effet, cet émetteur n'utilise que deux transistors pour la partie HF et deux transistors pour le circuit de modulation en BF. Un modulateur équilibré avec deux diodes de type 1N34 A est intercalé entre les deux étages HF, c'est-à-dire entre le pilote (oscillateur à quartz) et l'amplificateur de puissance qui délivre un bon watt en sortie. Le quartz sera choisi là encore dans la plage de fréquence que l'on souhaitera utiliser (de préférence sur 28 MHz pour être en règle avec les réglementations internationales en vigueur. Les deux transistors utilisés aussi bien pour le pilote que pour l'amplificateur de puissance seront des 2N2048 qui sont des PNP. Par contre, les deux transistors BF utilisés pour le modulateur pourront être de types très variés (des 2N2905, par exemple, ou autres). L'équilibre du circuit modulateur à diodes sera obtenu en jouant sur le curseur du potentiomètre de 2,5 kΩ placé en parallèle avec l'enroulement de couplage de la bobine L_1. Un potentiomètre de 500 kΩ placé entre le préamplificateur BF et l'étage BF de sortie permettra de doser le gain du modulateur. Une diode zener de 9 V est chargée de stabiliser la tension d'alimentation fournie au pilote et au modulateur. En ce qui concerne les bobinages, les caractéristiques en seront les suivantes :

L_1 = 20 spires de fil émaillé de 0,8 mm sur un mandrin de 6 mm à noyau en ferrite (espacement entre spires 1 mm)

L'enroulement de couplage : 20 spires de ce même fil couplées à L_1 (enroulements entrelacés)

L_2 = identique à L_1

L'enroulement de couplage : 5 spires couplées côté « froid »

L_3 = identique à L_1 et L_2.

L'enroulement de couplage : 3 spires couplées côté alimentation. La modulation est envoyée de la sortie du transistor T_2 au modulateur par une capacité de 10 µF, la résistance de charge de collecteur de T_2 ayant une valeur de 4,7 kΩ.

Cet émetteur, présenté comme un montage de début, permet de réaliser d'excellents contacts sur la bande des dix mètres et ceci malgré la puissance HF relativement modeste. Avec une bonne antenne les liaisons pourront atteindre des dizaines de milliers de kilomètres : c'est ça les ondes courtes !

Quant au microphone, ce pourra être un modèle piézo ou éventuellement dynamique muni de son transformateur d'impédance.

Un émetteur de 3 W sur 27 ou 28 MHz

L'émetteur de 3 W qui fait l'objet de la figure III-79 et qui fonctionne en AM permet d'obtenir des portées de l'ordre de 20 à 25 km en direct (onde de sol) et des portées considérables par réflexion sur les hautes couches de l'atmosphère terrestre.

Alimenté à partir de 12 V, le — étant à la masse, ce montage peut être utilisé en station mobile à partir de la batterie du véhicule. Dans ce cas, la tension sera de l'ordre de 13 V. L'étage pilote fonctionne en oscillateur à quartz avec un transistor NPN au silicium de type 2N2218, transistor qui fonctionne remarquablement en oscillateur HF ! Le schéma de cet oscillateur piloté par quartz est des plus classiques. Son collecteur est chargé par la bobine L_1 qui sera accordée avec soin sur la fréquence du quartz (choisi dans la bande 27 ou 28 MHz). Un enroulement de couplage transmet la HF ainsi produite par le pilote, à la base du transistor « driver » qui est un 2N3553, dont l'émetteur est alimenté par une cellule RC (4,7 Ω et 4,7 nF) et dont le collecteur est alimenté en continu à travers une self de choc à fer. Le signal HF est dérivé par une capacité de liaison de 4,7 nF vers un circuit accordé en « pi » constitué par la bobine L_2 encadrée par les capacités de 39 pF, 68 pF et une capacité ajustable de 6/60 pF à cloche.

Le signal HF d'excitation est alors conduit à la base du transistor de puissance qui est un 2N3553 (ou un 2SC778), base qui est polarisée par une résistance de 36 Ω. L'émetteur du transistor de puissance est polarisé quant à lui par une self L_3 qui est découplée par une capacité de 4,7 nF et le collecteur qui est alimenté en continu au travers d'une self de choc à fer, est chargé par le circuit oscillant de sortie (bobine L_4) qui n'est autre qu'un circuit Jones ou circuit en « pi » qui permet d'adapter pratiquement n'importe quel type d'antenne à l'étage de sortie de l'émetteur et ceci avec un rendement optimal. Ce circuit d'accord comprend donc la self L_4 encadrée par les capacités fixes de 27 pF et 68 pF et suivie par deux capacités ajustables de 50 et 100 pF.

A noter que la consommation totale du pilote et de l'étage driver est de l'ordre de 130 mA (sous 12 V). Par contre, la consommation de l'étage de puissance est de 300 mA. La puissance de sortie HF délivrée par l'étage de sortie dans l'antenne est de 3 W dans une impédance de charge de 50 Ω.

En ce qui concerne la modulation, et comme il s'agit de modulation d'amplitude (AM), le modulateur sera un amplificateur BF délivrant une puissance minimale de 1 W (et si possible 2 W) dont la sortie BF sera couplée à la platine émetteur au moyen d'un transformateur de modulation T dont le primaire recevra le signal de sortie du modulateur et dont le secondaire sera monté en série avec l'alimentation + 12 V des étages driver et étage de sortie. Ainsi, le courant continu d'alimentation sera modulé efficacement et la platine HF subira dans son alimentation cette modulation d'amplitude, qui se retrouvera dans le signal de sortie rayonnée par l'antenne, signal qui sera modulé en amplitude et ceci d'autant plus efficacement que la modulation du courant d'alimentation sera elle-même plus efficace.

Par contre, la tension d'alimentation de l'étage pilote ne sera pas modulée et c'est la raison pour laquelle le secondaire du transformateur de modulation est intercalé seulement entre le point d'alimentation du pilote (qui n'est donc pas concerné) et

ceux des étages driver et PA (PA signifiant Amplificateur de Puissance). Afin d'éviter les surtensions au secondaire de ce transformateur de modulation, il a été placé, d'une part une résistance de 180 Ω, et d'autre part une capacité de 0,22 μF.

Les bobinages ont les caractéristiques suivantes :

L_1 = 12 spires jointives de fil émaillé de 0,6 mm bobinées sur un mandrin LIPA de diamètre 8 mm, avec son noyau de ferrite.
Son enroulement de couplage : 2 spires de fil de câblage sous plastique, couplées à L_1 côté alimentation.

L_2 = 6,5 spires jointives de fil émaillé de 0,6 mm bobinées sur un mandrin LIPA de diamètre 8 mm, avec son noyau en ferrite.

L_3 = 17 spires de fil émaillé de 0,6 mm sur un diamètre de 6 mm sans mandrin et sans noyau (bobinage « en l'air »).

L_4 = 5,5 spires jointives de fil émaillé de 0,6 mm bobinées sur un mandrin LIPA de 8 mm avec noyau en ferrite.

Les selfs de choc seront réalisées en bobinant 6 à 7 spires de fil émaillé de 0,6 mm sur un petit tore en ferrite, de diamètre 10 mm et de 12 mm de hauteur.

Il est conseillé de placer quatre blindages, tels qu'ils apparaissent sur le schéma, afin d'éviter toute interaction d'un étage sur le voisin car avec 3 W de HF en sortie, il y a automatiquement un rayonnement important de haute fréquence et comme le pilote n'est qu'à une quinzaine de centimètres, il faut être prudent et ne pas lésiner sur les blindages ! Le transistor driver 2N3553 sera muni d'un petit radiateur à collerette pour éviter tout échauffement néfaste, tandis que le transistor de puissance recevra un radiateur plus conséquent du type à ailettes, lui enlevant toute envie d'amballement en cas d'échauffement par trop élevé. Il a été dit plus haut que l'impédance de sortie était de 50 Ω. Et pour procéder aux essais et afin de ne pas trop risquer de perturber la bande dans laquelle tombe la fréquence de l'émetteur, il y aura tout intérêt à remplacer l'antenne par une antenne fictive non rayonnante (ce qui est du reste rendu obligatoire par les réglementations) et si l'on ne dispose pas de wattmètre avec antenne fictive on pourra tout simplement brancher à la sortie de l'émetteur une ampoule de 24 V 0,1 A qui s'éclairera d'autant plus que le signal de sortie sera lui-même plus important. De plus, cette charge fictive ne rayonnera pratiquement pas. On recherchera les points de réglage optimal en essayant de trouver le maximum d'éclairement de l'ampoule servant de charge. On commencera par les réglages du pilote, puis ceux du driver et enfin ceux de l'étage final. Il sera certainement nécessaire de revenir par petites touches aux réglages des étages précédents jusqu'à ce que l'on obtienne véritablement un éclairage ou plutôt un éclairement maximum de l'ampoule. Si l'on a du mal à trouver une position pour laquelle l'ampoule commence à briller, même faiblement, on pourra utiliser « une boucle de Hertz » qui n'est autre qu'une très petite ampoule de poche (par exemple 3,5 V et 0,05 A) munie de deux spires (voir le croquis) et dont l'une des extrémités est soudée à l'un des plots de l'ampoule et l'autre extrémité est soudée au corps de cette même ampoule. Il suffira de coupler cette boucle de Hertz à la self du pilote et de rechercher le maximum d'éclairement de notre petite ampoule (bien plus sensible que l'ampoule utilisée en charge de sortie) en jouant sur l'accord de la bobine L_1. Cet accord étant trouvé, on placera la boucle de Hertz sur la bobine L_2 et l'on recherchera son maxi-

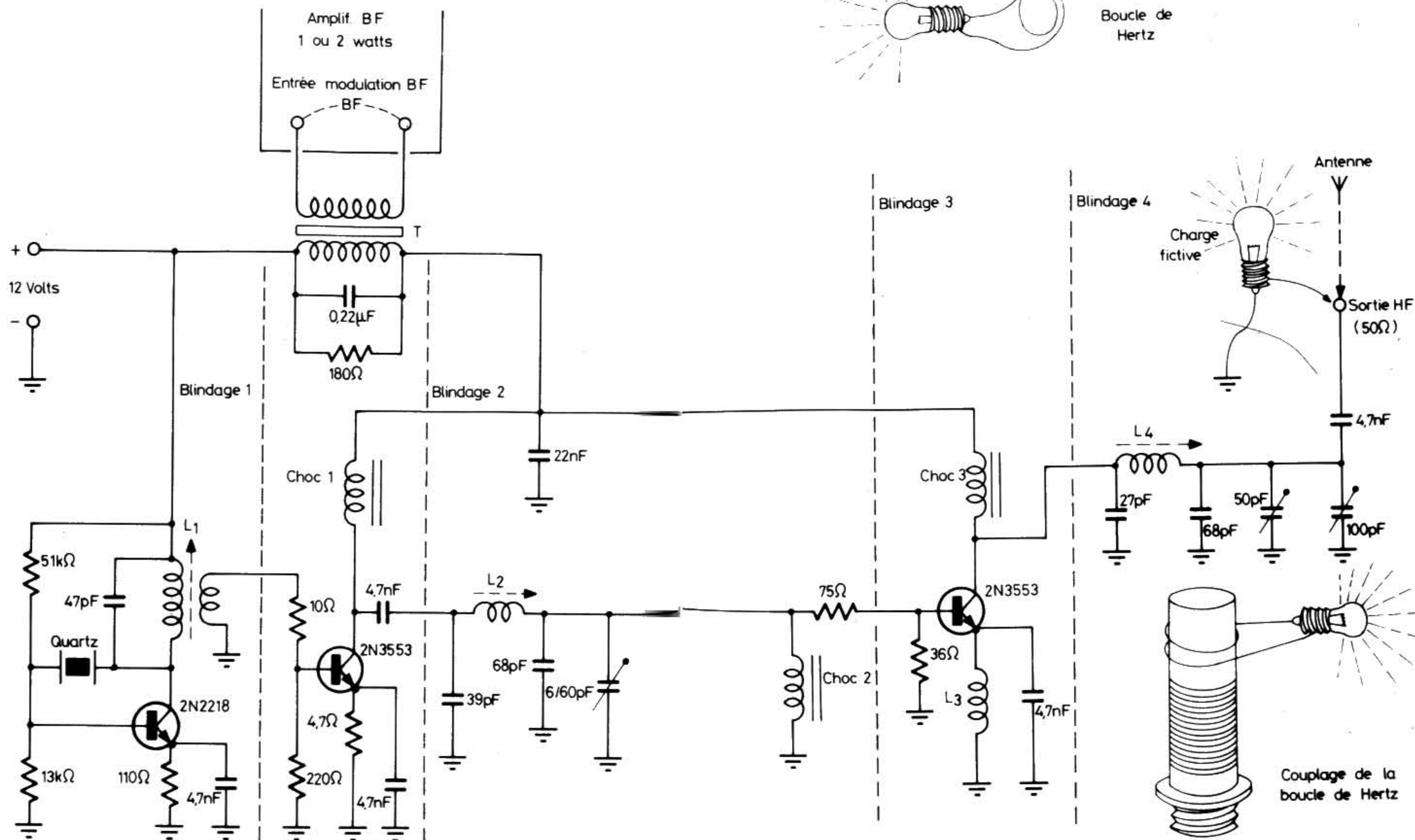


Fig. III-79. — Emetteur de 3 W AM sur 27 ou 28 MHz.

mum d'éclairement en jouant sur l'accord du noyau de L_2... etc., et l'on terminera en plaçant la boucle de Hertz sur la bobine de sortie L_4 et lorsque l'on aura trouvé l'éclairement maximal, l'accord de la platine émetteur sera quasiment achevé. On pourra supprimer la boucle de Hertz et ne plus considérer que le seul éclairement de l'ampoule placée en charge de sortie et retoucher très légèrement à chacun des réglages obtenus précédemment avec la boucle de Hertz pour parfaire chaque réglage individuellement en partant du pilote et en remontant jusqu'à la sortie. Il n'y aura plus à retoucher par la suite à ces réglages. Un point de colle cellulosique bloquera chaque point de réglage afin que les éventuelles vibrations de la platine ne risquent pas de provoquer des déréglages ultérieurs. A noter, qu'il nous est arrivé bien souvent de claquer la petite ampoule de la boucle de Hertz, car sa grande sensibilité, (qui est excellente pour commencer un réglage où la HF est bien pauvre) est souvent cause de sa perte, lorsque le niveau de HF devient brutalement trop important. Néanmoins, c'est là, et depuis fort longtemps un moyen de test et de réglage à la fois astucieux et très peu onéreux.

La carte imprimée qui recevra tous les composants de la platine HF (donc de l'émetteur au complet, à l'exception du modulateur) pourra se contenter des dimensions suivantes : 140 × 40 mm.

L'antenne utilisée pourra être de type varié et suivant l'emploi de cet émetteur on pourra connecter cet ensemble à une antenne fouet de 2,75 m (si la fréquence tombe dans la gamme des 27 MHz).

Rappelons encore une fois que si cet émetteur fonctionne sur 27 MHz il lui faudra, en théorie, subir les tests d'homologation et son utilisateur devra le déclarer à l'administration. Par contre, sur 28 MHz, il n'y aura pas de nécessité d'homologation mais l'opérateur devra posséder un indicatif de radioamateur. Dans ce cas, il pourra le faire suivre éventuellement par un amplificateur linéaire qui lui permettra d'atteindre de 20 à 50 W et plus. Nous verrons plus loin dans ce chapitre des schémas de réalisation d'amplificateurs linéaires destinés aux bandes 27-28 MHz, mais la loi interdit leur utilisation sur la bande 27 MHz. Par contre, sur le 28 MHz, il est autorisé d'aller jusqu'à 100 W.

Un émetteur très simple de 2,5 W

L'émetteur précédent faisant appel au transistor 2N3553 fabriqué par Motorola et qui est d'un emploi particulièrement recommandé pour la réalisation d'émetteurs travaillant dans la bande 27 à 28 MHz, c'est-à-dire soit pour des radio-téléphones, soit pour des applications de télécommande, nous donnons maintenant un schéma très simple qui est tiré directement de la documentation Motorola (fig. III-80). Cet émetteur délivrera une puissance de sortie de 2,5 W s'il est alimenté en 28 V (le — à la masse) mais cette puissance chutera jusqu'à 600 mW si la tension d'alimentation tombe elle-même à 10 V (pour une tension nominale de 12 V la puissance de sortie ne sera que de 800 mW. On alimentera donc ce montage sous 28 V si l'on désire obtenir en sortie les 2,5 W annoncés. A titre indicatif, le 2N3553 est équivalent aux BFW47 et BFY99 et il est présenté en boîtier TO39 avec son collecteur relié au boîtier. L'étage pilote à quartz utilise également un 2N3553 accordé par le circuit oscillant L_1 dont l'enroulement de couplage excite la base de l'étage amplificateur

de puissance utilisant lui aussi un 2N3553 dont l'émetteur est directement relié à la masse et dont le collecteur est chargé par le circuit accordé L_2 ; quant à sa base, elle est polarisée par une self de choc montée en série avec une résistance de 470 Ω.

L_1 = 7 spires de fil émaillé de 0,8 mm bobinées sur un mandrin de 12 mm sans noyau ; espacement de 1 mm entre spires. L'enroulement de couplage : 3 spires de ce même fil couplées côté « froid ».

L_2 = identique à L_1.

Le quartz sera choisi pour fonctionner dans la gamme désirée (27 ou 28 MHz) et les circuits accordés ajustés en conséquence.

Si l'on veut moduler l'émetteur ainsi constitué, il sera possible de le faire soit en AM, soit en FM. En AM, la modulation d'amplitude sera effectuée à partir d'un amplificateur BF dont la sortie commandera un transformateur de modulation inséré dans le + alimentation de l'étage de sortie HF, de la même façon que cela est réalisé dans le montage de la figure III-79. Par contre, si l'on veut faire de la FM, on devra moduler le pilote à partir d'un petit amplificateur BF commandant une diode varicap agissant sur la base du transistor pilote, de telle sorte qu'il y ait variation de la fréquence d'émission de part et d'autre de la fréquence fixée par le quartz, et ceci au rythme de la modulation appliquée. Là encore le transistor de puissance sera muni d'un radiateur pour éviter tout échauffement préjudiciable.

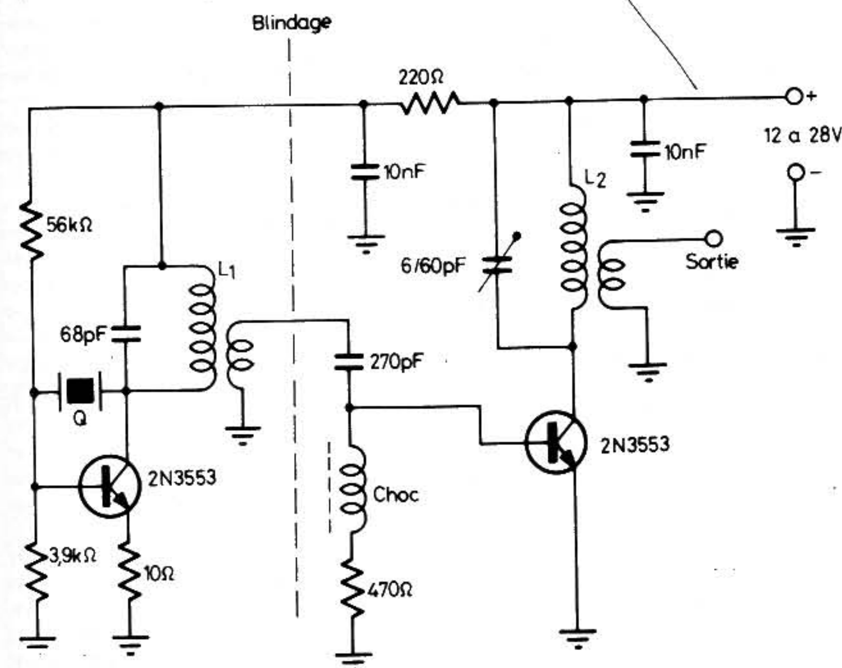


Fig. III-80. — Petit émetteur de 2,5 W sur 27 MHz ou 28 MHz.

Un émetteur de 5 W sur 27 ou 28 MHz

Un nouvel émetteur pouvant travailler sur 27 MHz (radiotéléphone ou télécommande) ou sur 28 à 30 MHz (liaisons radioamateurs) et délivrant une puissance de 5 W utilise 7 transistors tous NPN (modulateur compris) et peut être alimenté à partir d'une tension allant de 12 à 14 V. Il sera même possible de faire chuter cette tension d'alimentation jusqu'à 6 V, mais dans ce cas, la puissance de sortie ne sera plus que de quelques centaines de mW.

Le schéma (fig. III-81) montre tout d'abord le pilote avec son quartz, choisi sur la fréquence désirée (27 à 30 MHz), placé entre la base et le collecteur du transistor 2N2219A. Son émetteur est polarisé par une cellule RC (27 Ω et 47 nF) et sa base est polarisée par un pont diviseur à résistances : 470 Ω et 8,2 kΩ et le tout est découplé par 0,2 μF. Une self de choc à ferrite bloque le signal HF issu du quartz et qui serait amorti par le pont de résistances. Le collecteur est chargé par le circuit oscillant L_1 accordé sur la fréquence du quartz et dont l'enroulement de couplage transmet le signal HF ainsi obtenu à la base du transistor 72T2 dont l'émetteur est alimenté directement à partir du — alimentation et dont le collecteur est chargé par le circuit accordé L_2, alors que la base du transistor est alimentée en continu à partir d'une self de choc à ferrite montée en série avec une cellule RC (10 Ω et 47 nF). Mais cette base reçoit également le signal de modulation en amplitude de la manière suivante : le second fil de l'enroulement de couplage de L_1, au lieu de retourner à la masse, ce qui fixerait son potentiel une fois pour toutes, s'en va au collecteur du transistor de sortie du modulateur, de telle sorte que les signaux de modulation, amplifiés par toute la chaîne BF, soient transmis à la base du transistor 72T2 constituant le premier étage amplificateur HF au travers d'une self de choc à ferrite, découplée par deux capacités de 0,1 μF chacune, mais comme il faut bien alimenter en continu positif et charger le collecteur de ce transistor 2N2218, une résistance ajustable de 2 kΩ est connectée entre le point commun self de choc-enroulement de couplage de L_1 et la masse, cette dernière étant, rappelons-le, au + 12 V dans ce montage.

Le signal HF amplifié et modulé est prélevé sur un enroulement de couplage de la bobine L_2 et vient exciter la base du 72T2 (3ᵉ étage) à travers une capacité de 10 pF. L'émetteur de ce transistor est connecté directement au — 12 V alors que sa base est polarisée au moyen d'une self de choc à ferrite montée en série avec une cellule RC (4,7 Ω et 0,2 μF). Son collecteur est chargé par le circuit accordé L_3 dont l'enroulement de couplage pourra exciter la base du transistor de puissance qui est encore un 72T2, dont l'émetteur est polarisé directement par le — 12 V ainsi du reste que sa base qui est au même potentiel continu que l'émetteur et seule la composante HF à amplifier vient constituer la tension base-émetteur. Le collecteur de l'étage final est chargé par le circuit accordé L_4 suivi par un filtre en « pi » qui permet d'accorder à peu près n'importe quelle antenne avec un rendement optimal.

A titre indicatif, ce montage de circuit de sortie accordé à deux bobines et trois capacités porte le nom de « circuit Collins ». Comme tous ces circuits seront accordés sur une même fréquence : celle du quartz, il sera impératif de placer des blindages efficaces entre les différents étages. En ce qui concerne le modulateur, il ne pose guère de problème. Le signal du microphone (ou du microphone muni d'un préamplificateur incorporé délivrant une tension BF de 3 à 10 mV) est appliqué à la base du transistor 2N2926R monté en préamplificateur et qui est suivi d'un 2N708, suivi à son tour d'un 2N2218 qui constitue l'amplificateur BF modulateur.

Les différents bobinages auront les caractéristiques suivantes :

L_1 = 12 spires de fil émaillé de 0,6 mm bobinées sur un mandrin de 6 mm de diamètre avec noyau (bobinage à spires jointives). L'enroulement de couplage : 4 spires de ce même fil couplées côté alimentation.

L_2 = 9 spires de fil de cuivre de 12/10 mm bobinées sur un diamètre de 8 mm sur air avec un espacement de 2 mm entre spires. L'enroulement de couplage : 3 spires de fil de 0,8 mm isolé sous plastique, à spires entrelacées avec L_2 côté alimentation.

L_3 = Identique à L_2.

L'enroulement de couplage est de 4 spires de fil de 0,8 mm isolé sous plastique et couplé à L_5 côté alimentation.

L_4 = 11 spires de fil de cuivre de 12/10 mm bobinées sur un diamètre de 8 mm sur air avec un espacement de 2 mm entre spires.

L_5 = 5 spires de ce même fil de cuivre de 12/10 mm bobinées sur un diamètre de 8 mm avec 2 mm d'espacement entre les spires.

Les selfs de choc à ferrite seront réalisées en bobinant 3 ou 4 spires de fil isolé (émaillé de 0,6 mm) sur une perle de ferrite (on en trouve de toutes prêtes dans le commerce).

Les transistors 72T2 de l'étage driver et de l'étage final seront montés sur radiateur (de petites dimensions puisque la puissance HF de cet émetteur est tout de même réduite). Ces transistors 72T2 sont prévus pour dissiper jusqu'à 15 W et comme dans le cas présent ils fonctionnent très en dessous de leurs caractéristiques limites, la marge de sécurité est importante.

Le processus de mise au point et de réglages des différents circuits accordés sera identique à ce que nous avons décrit plus haut en utilisant une charge fictive constituée par une petite ampoule faisant office d'antenne fictive non rayonnante et d'une boucle de Hertz permettant de trouver étage par étage l'accord optimal. Nous ne reviendrons pas sur ce mode de réglage à la fois simple et efficace. Il suffit de se reporter au texte concernant la figure III-79. Une remarque importante, valable dans tous les cas : NE JAMAIS METTRE UN EMETTEUR SOUS TENSION SANS AVOIR BRANCHE UNE CHARGE A SA SORTIE (antenne ou charge fictive) car le transistor de sortie ne trouvant pas de charge à qui confier les watts qu'il produit, les conserve et se met à chauffer dangereusement. Quant aux radiateurs destinés à équiper les deux transistors 72T2, il ne sera pas nécessaire d'employer des systèmes sophistiqués : une simple équerre (voir le croquis) servant à la fois de radiateur et de mode de fixation du transistor sera suffisante et peu onéreuse !

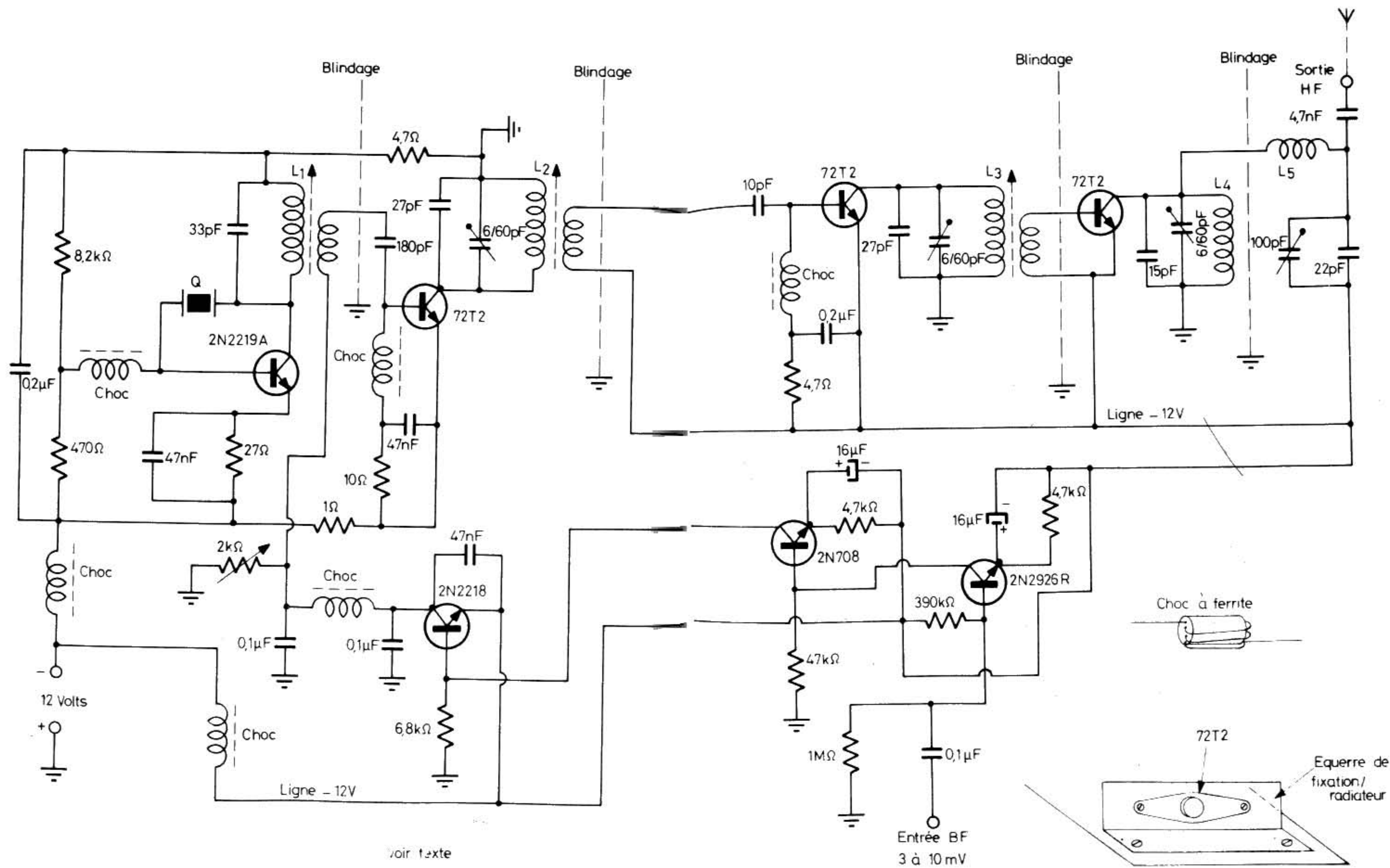
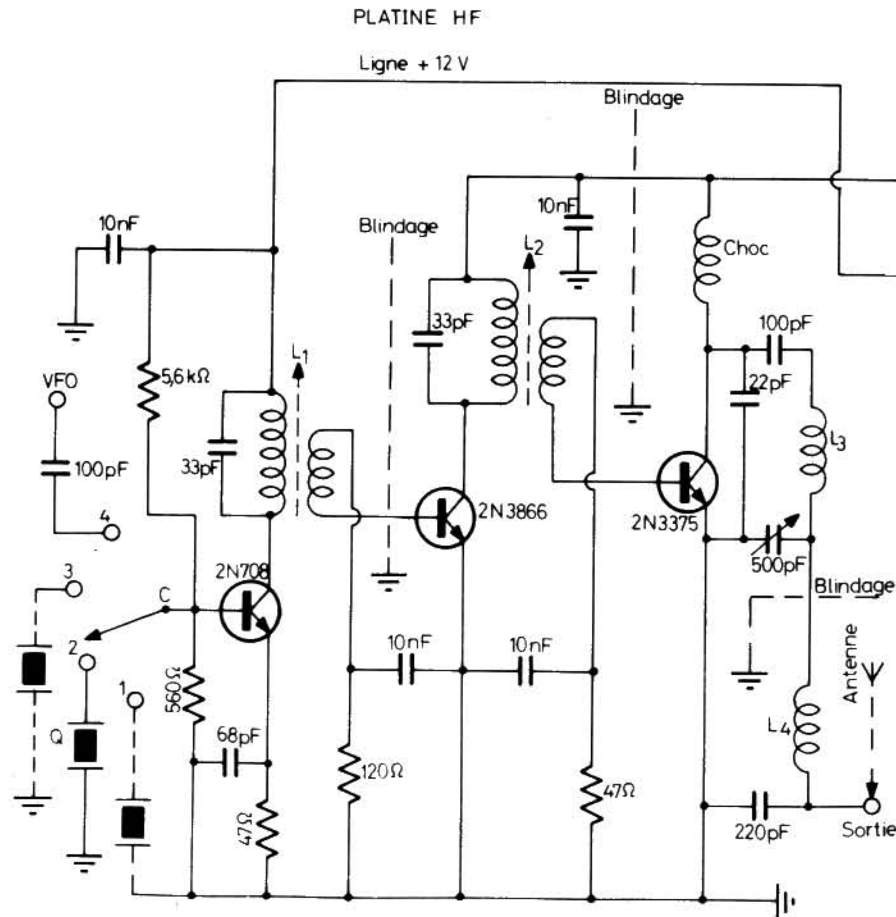


Fig. III-81. — Emetteur de 5 W modulé en AM (27 ou 28 MHz).

Un émetteur de 5 W pour la bande 28 à 30 MHz

Un autre montage émetteur délivrant 5 W HF dans la bande amateur 28 à 30 MHz (ou dans la bande 27 MHz si l'on veut) et particulièrement simple tout en fonctionnant en modulation d'amplitude (AM) à partir de transistors faciles à trouver dans le commerce est donné par la figure III-82. L'émetteur y est complet avec toute sa platine HF et son modulateur. Il suffit d'y brancher un microphone, une antenne et la tension d'alimentation de 12 à 15 V.

Le pilote utilise un transistor 2N708 dont la base est commutée soit sur un quartz, soit sur une entrée de VFO, ce qui permet de disposer par exemple de deux ou trois fréquences quartz et d'un balayage complet de la bande à partir d'un VFO (oscillateur à fréquence variable). L'émetteur du 2N708 est polarisé par une cellule RC (47 Ω et 68 pF) et son collecteur est chargé par le circuit accordé L_1 dont l'enroulement de couplage à basse impédance excite la base du transistor 2N3866 monté en driver. L'émetteur de ce 2N3866 est relié directement à la masse. Sa base est polarisée par une cellule RC (120 Ω et 10 nF) et son collecteur chargé par le circuit accordé L_2 dont l'enroulement de couplage excite à son tour la base du transistor de puissance



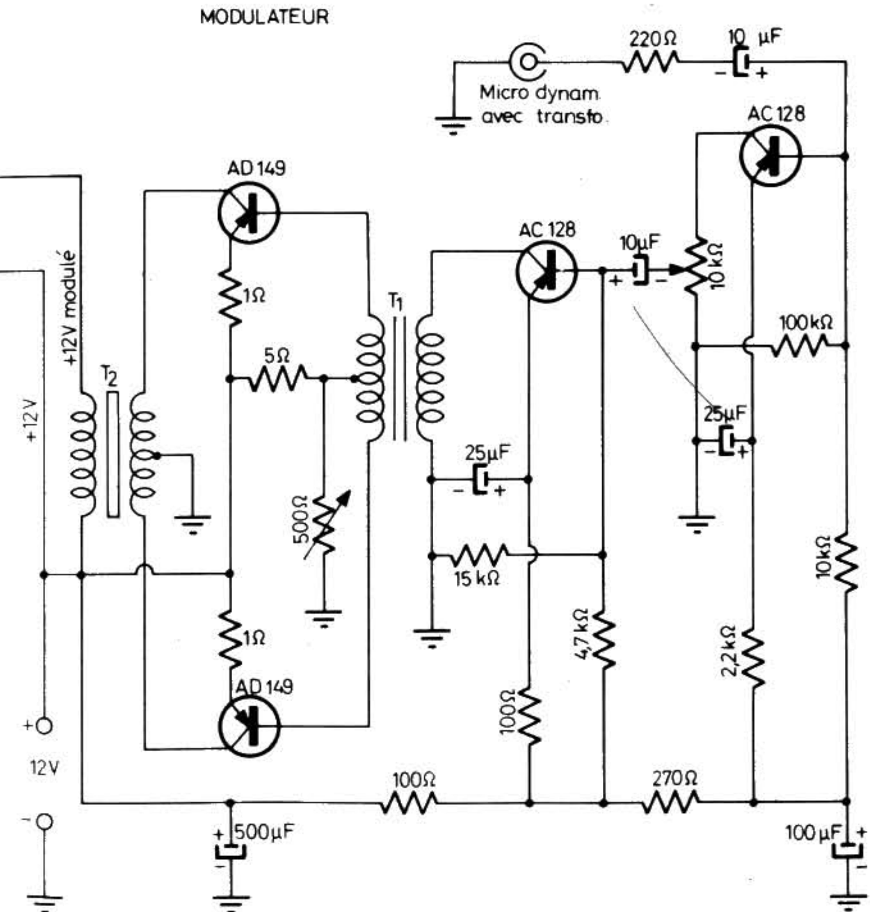


Fig. III-82. — Emetteur de 5 W en AM.

qui est un 2N3375, base polarisée elle aussi par une simple cellule RC (47 Ω et 10 nF) tandis que l'émetteur du 2N3375 est relié à la masse et que son collecteur est alimenté en continu par une self de choc et chargé par un circuit accordé en double « pi » un peu analogue au filtre Collins du montage précédent. Et voici pour la platine HF ; elle est donc relativement simple. Le modulateur utilise 4 transistors PNP d'un modèle déjà relativement ancien, mais facile à trouver. Un EC128 est monté en préamplificateur de microphone avec un potentiomètre de 10 kΩ servant à doser le gain BF. Un second AC128 sert d'amplificateur de tension et son collecteur est chargé par le primaire d'un transformateur driver destiné à exciter l'étage push-pull de sortie. Cet étage de puissance utilise deux transistors PNP AD149 montés en push-pull avec un transformateur de modulation dont le primaire symétrique sert de charge aux deux AD149 et dont le secondaire est inséré dans le + alimentation de l'étage driver HF et de l'étage de puissance HF. Une résistance ajustable de 500 Ω placée entre le point milieu du secondaire du transformateur driver BF et la masse permet d'ajuster la polarisation de l'étage push-pull afin qu'il fonctionne dans les meilleures conditions d'efficacité et de qualité !

A titre indicatif, la seule puissance HF fournie par le 2N708 est de l'ordre de 100 mW, ce qui suffit largement pour exciter l'étage driver (2N3866) ; les bobinages auront les caractéristiques suivantes :

L_1 = 12 spires de fil émaillé de 0,8 mm bobinées à spires jointives sur un mandrin Lipa de 8 mm à noyau de ferrite, l'enroulement de couplage aura 3 spires de ce même fil et sera bobiné à spires jointives sur le primaire après avoir déposé une couche de vernis HF (ou de colle cellulosique) tant pour les isoler que pour les maintenir bien en place. Les deux enroulements seront bobinés dans le même sens et la partie inférieure de chacun d'eux ira aux découplages tandis que la partie supérieure de L_1 ira au collecteur du 2N708 et que la partie supérieure de l'enroulement de couplage ira à la base du 2N3866.

L_2 = identique à L_1.

L_3 = 10 spires de fil de cuivre de 10/10 mm bobinées sur air sur un diamètre de 8 mm (1 mm entre spires).

L_4 = 8 spires de ce même fil bobinées de la même manière.

Des blindages sépareront les trois étages HF afin d'éviter les accrochages parasites ; ils sont nécessaires. La mise au point et le processus de réglages des circuits accordés seront identiques aux précédents à l'aide de la boucle de Hertz et de l'ampoule servant d'antenne fictive non rayonnante.

La self de choc placée dans le circuit de collecteur du 2N3375 est réalisée en bobinant 75 spires jointives de fil émaillé de 0,3 mm sur un mandrin de 8 mm sans noyau. L'impédance de sortie de l'émetteur est de l'ordre de 50 Ω. La puissance de sortie HF sera de 3 W sous 12 V d'alimentation en l'absence de modulation (et de 5 à 6 W avec une modulation à 100 %). Elle sera de 3,5 W sous 13 V d'alimentation et en l'absence de modulation et de 4 W sous une tension d'alimentation de 14 V, toujours en l'absence de modulation. En ce qui concerne le modulateur, les deux transformateurs BF pourront être : pour T_1 un modèle Audax type TRS101 et pour T_2 un autre modèle Audax type TR154. Le microphone connecté à l'entrée du modulateur pourra être du type piézo ou cristal ou mieux dynamique mais muni de son petit transformateur adaptateur d'impédance. Il est conseillé de munir le transistor de sortie HF, 2N3375 d'un radiateur, même de dimensions modestes ; c'est une bonne précaution, pour préserver sa durée de vie !

Un émetteur de 1 W (27 ou 28 MHz) de poche à compresseur de modulation

L'émetteur que nous proposons maintenant est destiné à permettre des liaisons à bonnes distances, car la puissance HF est de 1 W minimal en l'absence de modulation et de 2 W crête. Sa présentation très compacte permet de le loger dans la poche sans difficultés. Son schéma (fig. III-83) montre la platine HF qui emploie seulement deux transistors NPN au silicium et la platine BF qui en utilise 4 ; la partie HF ressemble à celle de la figure III-81 et le transistor utilisé pour le pilote est également un 2N2219 A mais dont les valeurs des composants sont quelque peu différentes. Le quartz Q définit la fréquence de fonctionnement de l'émetteur et le collecteur est chargé par la bobine L_1 qui sera accordée sur la fréquence du quartz. L'enroulement de couplage de L_1 permet d'exciter la base du transistor de puissance qui est un 2N3553 que l'on a déjà utilisé dans les autres montages précédents. Son collecteur est alimenté au travers d'une self de choc par le + alimentation modulé en amplitude. Le circuit accordé de l'étage final est constitué de la bobine L_2 encadrée par trois capacités de 39 pF, 68 pF et 6/60 pF ajustable, permettant d'optimiser l'accord et l'adaptation de l'étage de sortie à l'antenne utilisée.

La tension d'alimentation de cet émetteur est de 18 à 20 V. Une diode zener est utilisée dans le circuit de base du transistor modulateur de type 2N2926. Cette diode zener sera d'un modèle 8,2 V. En fait, ce montage modulateur n'est autre qu'un circuit compresseur, qui améliore l'efficacité de la modulation.

Le premier étage muni d'un 2N3392 sert de préamplificateur BF, suivi d'un deuxième étage avec un 2N2926, suivi à son tour par un second 2N2926 monté en compresseur de modulation et suivi par un étage final de puissance faisant office d'élément modulateur puisqu'il est traversé par le courant d'alimentation de l'étage HF de sortie, ce courant étant modulé par le transistor 2N1484 à partir du signal BF arrivant sur sa base, après compression.

La réalisation de cet émetteur ne doit pas poser de problèmes et les bobinages auront les caractéristiques suivantes :

L_1 = 12 spires de fil émaillé de 0,6 mm bobinées sur un mandrin de diamètre 8 mm avec noyau en ferrite.

L'enroulement de couplage aura 2 spires de fil isolé sous plastique enroulées sur L_1 côté alimentation.

L_2 = 13 spires de fil de cuivre 10/10 mm bobinées sur un diamètre de 10 mm à spires non jointives (1 mm entre spires) sur air.

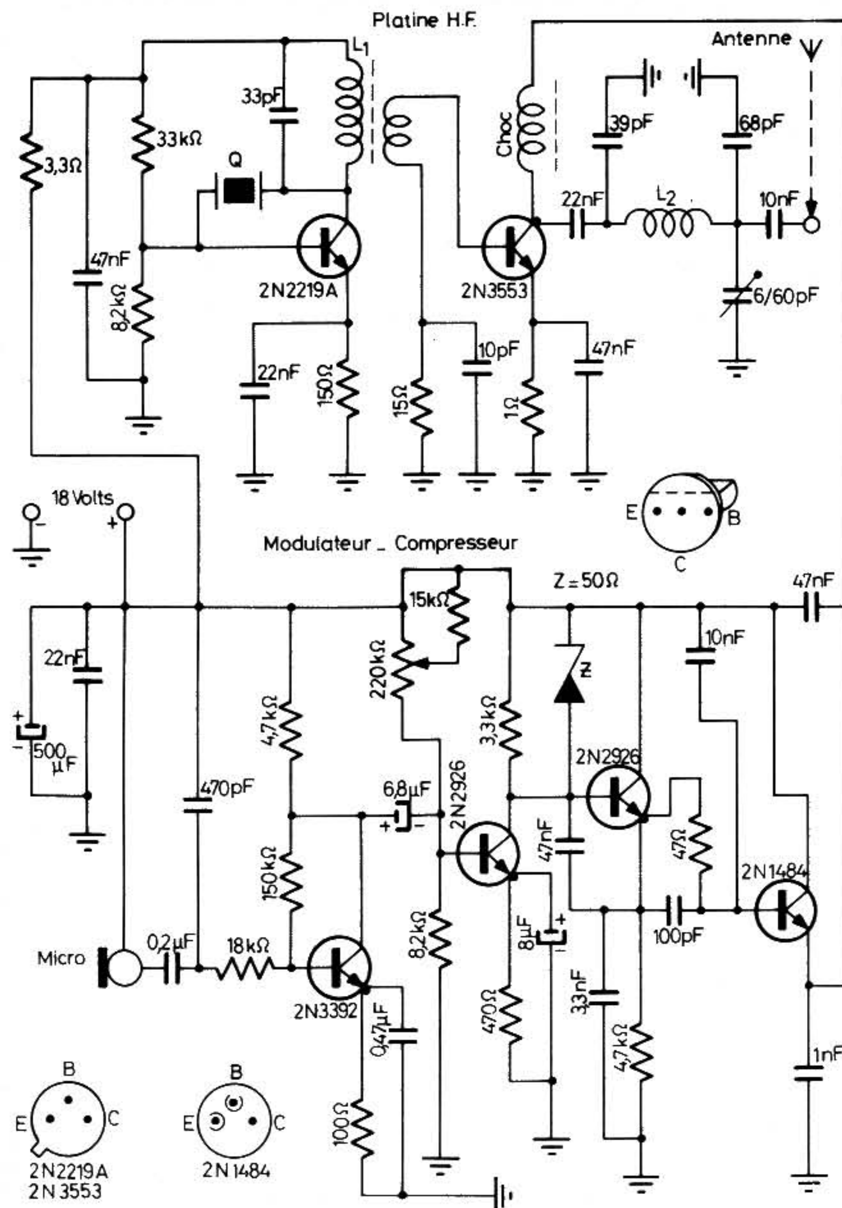


Fig. III-83. — Emetteur de 1 W de poche à compresseur de modulation.



Fig. III-84. — Présentation d'un émetteur de poche (exemple de réalisation).

La self de choc sera une bobine d'arrêt HF de type VK de RTC. La présentation de cet émetteur de poche à performances intéressantes pourra être celle de l'appareil que montre la figure III-84, qui n'est donnée là qu'à titre indicatif. Chacun pourra ou non s'en inspirer pour réaliser le type de boîtier dont il aura envie et avec les dimensions qu'il souhaitera. En ce qui nous concerne, les dimensions de notre boîtier sont : 120 × 60 × 30 mm piles comprises (et c'est ce qui tient le plus de place !).

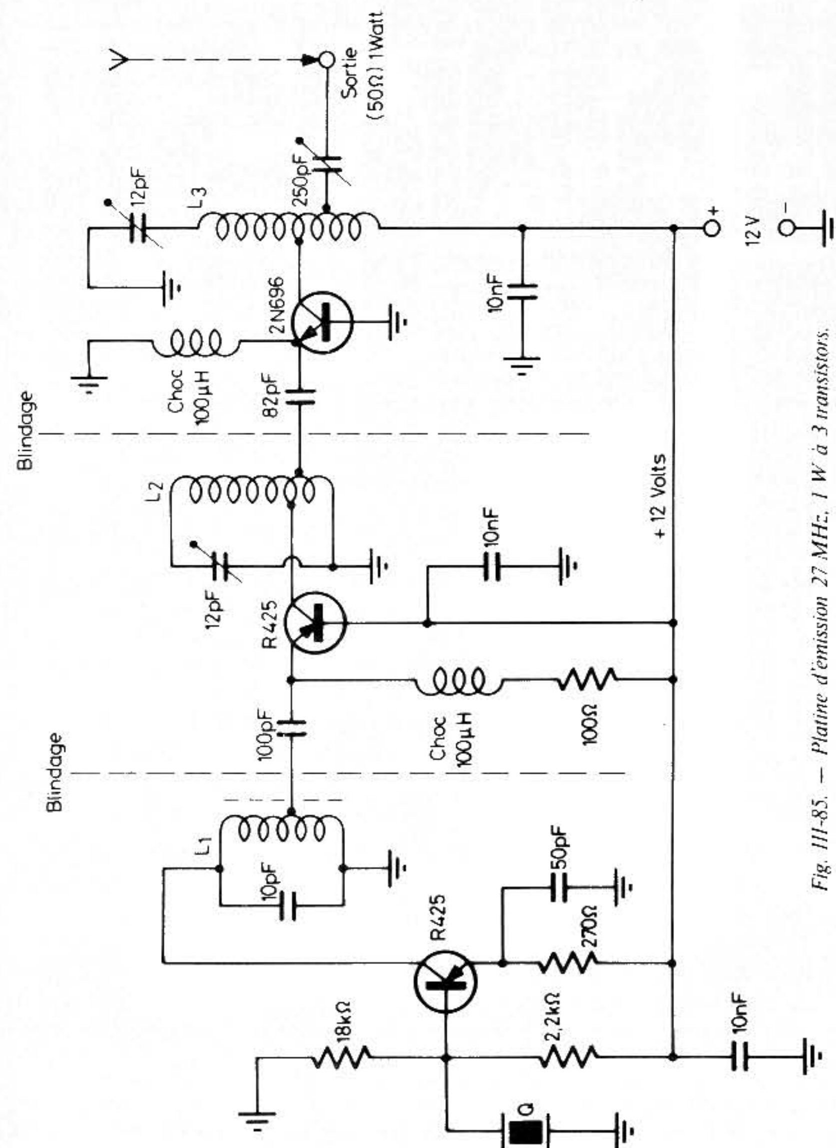


Fig. III-85. — Platine d'émission 27 MHz, 1 W à 3 transistors.

Une platine d'émission 27 MHz 1 W à trois transistors

Si l'on veut réaliser des émetteurs-récepteurs fonctionnant dans la gamme 27 MHz, il sera possible d'associer certains montages d'émetteurs à certains schémas de récepteurs, tels qu'il en a été vus au cours de ce chapitre. Mis à part les différents circuits d'émetteurs plus ou moins élaborés que l'on a étudiés plus haut, il semble intéressant de décrire certaines platines d'émission que l'on pourra très facilement réaliser et associer ou non à des récepteurs pour constituer de véritables émetteurs-récepteurs, qu'ils soient portatifs, mobiles ou fixes.

La première platine délivre une puissance de sortie de 1 W sous une impédance de 50 Ω. Trois transistors sont utilisés : deux R425 au germanium et PNP constituent respectivement le pilote à quartz et l'étage préamplificateur et un transistor au silicium NPN de type 2N696 monté en amplificateur de puissance. Le schéma (fig. III-85) est simple et ne nécessite que peu d'explications. Le quartz Q choisi dans la gamme 27 MHz est monté dans le circuit de base du transistor oscillateur dont le collecteur est chargé par la bobine L_1 accordée sur la fréquence du quartz. Une capacité de liaison de 100 pF transmet l'excitation HF à l'émetteur du second R425 dont la base est alimentée directement à partir du + 12 V. Son collecteur est chargé par la bobine L_2 et une nouvelle capacité de liaison transmet l'excitation à l'émetteur du transistor de puissance qui est le 2N696, dont la base est à la masse et le collecteur chargé par le circuit accordé final (L_3 et les capacités d'accord de 12 pF et de 250 pF). La modulation en amplitude pourra être appliquée à la ligne d'alimentation de l'étage final ou mieux aux deux étages amplificateurs HF : R425 + 2N696.

Le transistor R425 est fabriqué par Texas Instruments et pourra être remplacé par un équivalent plus moderne ! Cette platine tiendra parfaitement sur une carte de dimensions des plus modestes telles que : 100 × 50 mm par exemple, le modulateur étant monté sur une carte indépendante de la platine d'émission HF.

Les bobinages : L_1 = 12 spires de fil émaillé de 0,8 mm bobinées sur un mandrin LIPA de 6 mm avec noyau en ferrite. Prise à la 5e spire à partir de la masse pour la connexion de la capacité de 100 pF. L_2 = 15 spires de fil émaillé de 0,8 mm bobinées sur un mandrin LIPA de 8 mm avec une prise à la 3e spire pour la connexion de la capacité de 82 pF et une prise à la 5e spire pour la connexion de collecteur ; le noyau en ferrite est supprimé.

L_3 = identique à L_2 mais avec une prise à la 5e spire pour la connexion de collecteur du 2N696 et une prise à la 4e spire pour la connexion de la capacité ajustable de 250 pF (sortie d'antenne). Les selfs de choc auront une valeur de 100 µH environ.

Cette platine d'émission 27 MHz (ou 28 MHz si l'on préfère) pourra constituer en association avec un récepteur relativement sensible, un excellent « talky-walky » ou même un radiotéléphone mobile pour amateurs.

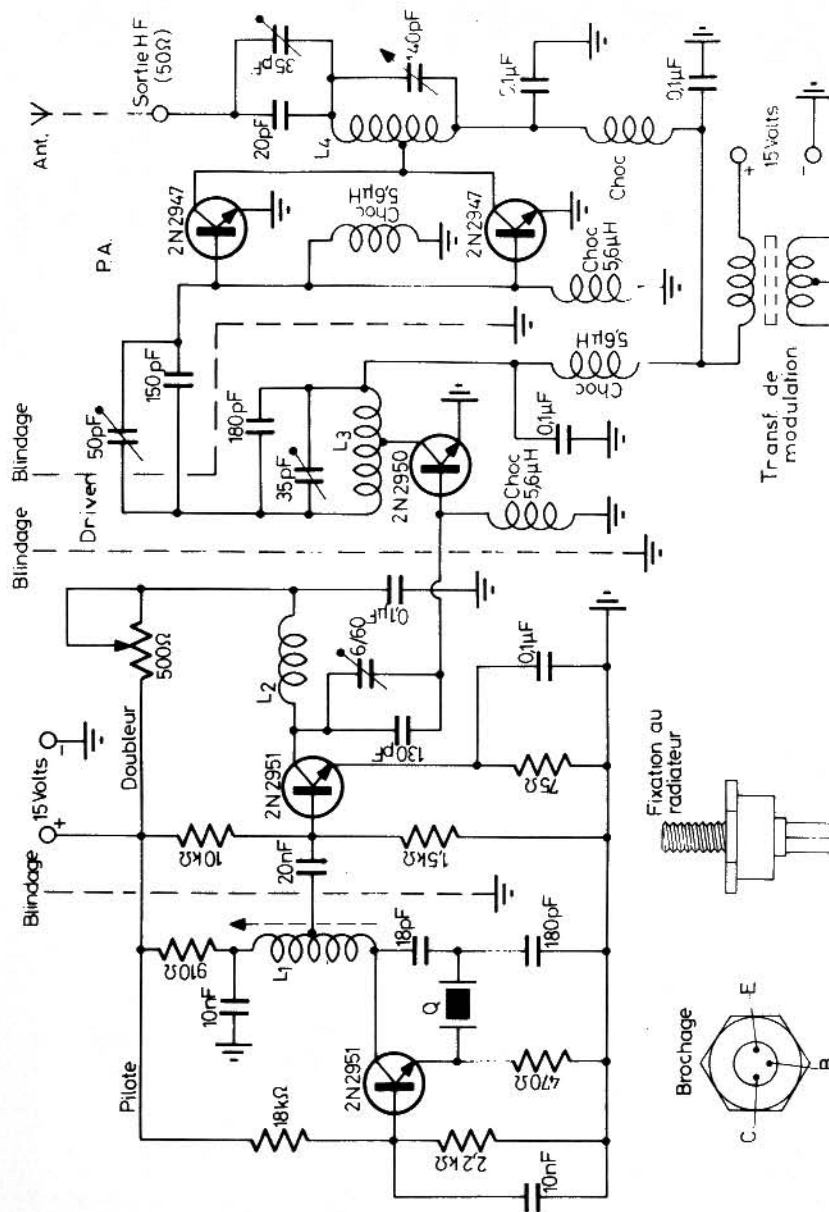


Fig. III-86. — Platine d'émission 28 MHz (20 W).

Une platine d'émission 27 à 30 MHz de 20 W

Tirée des « Notes d'applications » de Motorola, cette platine d'émission est destinée à délivrer une puissance HF de 20 W à partir d'une tension d'alimentation de 15 V, le — étant à la masse. Si l'on réduit la tension d'alimentation à 12 ou 13 V, la puissance HF chutera aux environs de 12 ou 13 W. Il s'agit donc là d'un émetteur puissant que nous déconseillons formellement dans la bande 27 MHz mais qui pourra très bien être utilisé entre 28 et 30 MHz à la condition d'avoir une licence d'amateur.

Le schéma de cet émetteur (fig. III-86) montre la présence de quatre étages HF. Le premier étage est le pilote avec un quartz Q oscillant sur une fréquence de l'ordre de 14 MHz. Le circuit accordé L_1 monté en charge de collecteur du premier transistor 2N2951 sera donc accordé sur 14 MHz. Le quartz est monté entre l'émetteur et le point milieu d'un pont capacitif (18 pF et 180 pF) qui relie le collecteur à la masse. La base du transistor oscillateur est polarisée par un pont de résistances (18 kΩ et 2,2 kΩ) et découplée par une capacité de 10 nF. Une prise au tiers sur la bobine L_1 permet d'obtenir le signal d'excitation HF (sur 14 MHz) et de l'appliquer à la base du transistor doubleur (un second 2N2951) à travers un condensateur fixe de 20 nF. La base est polarisée par un pont de résistances (10 kΩ et 1,5 kΩ), tandis que l'émetteur est alimenté par une cellule RC (75 Ω et 0,1 µF). Le collecteur est chargé quant à lui par un circuit accordé sur 28 MHz avec la bobine L_2 montée en série avec un potentiomètre de 500 Ω monté en résistance ajustable et découplé par une capacité de 0,1 µF. Cette résistance ajustable permet de doser la charge de l'étage doubleur une fois pour toutes, lors des essais. Une capacité fixe de 130 pF montée en parallèle avec une capacité ajustable de 6/60 pF transmet l'excitation (en 28 MHz) à la base du transistor driver (un 2N2950) dont l'émetteur est relié directement à la masse et dont la base est polarisée par une self de choc de 5,6 µH. Le collecteur du 2N2950 est chargé par le circuit accordé constitué de L_3 et des capacités d'accord de 180 pF (fixe) et 35 pF (ajustable) monté en série avec une self de choc de 5,6 µH, découplée par 0,1 µF. L'excitation HF est prélevée au point chaud de L_3 par une capacité fixe de 150 pF montée en parallèle avec une capacité ajustable de 50 pF, qui transmettent la HF aux deux bases des deux transistors de puissance de l'étage final (deux 2N2947 montés en parallèle).

Chacune des bases est connectée à la masse par une self de choc de 5,6 µH tandis que les deux émetteurs sont directement réunis à la masse. Les deux collecteurs, connectés ensemble, vont à la prise au tiers disposée sur la bobine L_4 qui est couplée à la sortie d'antenne au moyen de capacités fixes et ajustables. L'impédance de sortie de l'émetteur est de 50 Ω et la puissance disponible égale ou supérieure à 20 W (en l'absence de modulation) et l'intensité consommée par cette platine est de l'ordre de 4 A. Les bobinages seront réalisées de la manière suivante :

L_1 = 25 spires de fil émaillé de 0,8 mm bobinées sur un mandrin de 6 mm de diamètre avec un noyau de ferrite. La prise au tiers sera soudée à la 8e spire à partir de l'extrémité collecteur.

L_2 = 6 1/2 spires de ce même fil bobiné sur un diamètre de 6 mm sans noyau.

L_3 = 2 spires de fil de cuivre de 12/10 mm bobinées sur air sur un diamètre de 12 mm avec prise à 2/3 de la 1[re] spire côté collecteur.

L_4 = 5 spires de fil de cuivre de 12/10 mm bobinées sur un diamètre de 18 mm avec prise à 5/8 de la 1[re] spire côté alimentation.

Les selfs de choc seront bobinées sur perle de ferrite (4 spires). Compte tenu des fortes puissances HF mises en jeu et par voie de conséquence des fortes puissances qui doivent être dissipées dans les divers transistors, il y aura tout intérêt à munir ces derniers de radiateurs efficaces et tout particulièrement l'étage driver et surtout les deux transistors de l'étage final.

Cette platine d'émission AM est tout spécialement destinée aux radioamateurs qui souhaitent se familiariser avec les liaisons à grandes distances sur la bande 28 MHz, bande très favorable aux DX.

Un émetteur « Citizen Band » de 3 W

A partir de transistors issus de la même famille que ceux qui ont été utilisés dans le montage précédent délivrant 20 W, il est une variante plus particulièrement destinée aux liaisons sur 27 MHz et qui ne délivre que la puissance réglementaire autorisée, soit 2,5 à 3 W. Ce montage est également originaire des laboratoires d'applications de Motorola et supporte un taux de modulation de 80 % avec une distorsion inférieure à 5 %.

Le schéma (fig. III-87) montre cet émetteur constitué par trois étages qui sont respectivement : un oscillateur à quartz suivi d'un étage amplificateur, suivi à son tour d'un amplificateur de puissance équipé d'un 2N2950. Le transistor oscillateur et l'amplificateur tampon sont des 2N2951 (dérivés du 2N2950). Alimenté sous 12 V, avec le – à la masse, cet émetteur consomme environ 420 mA, ce qui n'est pas très élevé. En l'absence de modulation, la puissance de sortie est de 2,5 W mais avec une modulation à 80 %, la puissance augmente à environ 3,2 W. La puissance BF nécessaire (et suffisante) pour moduler correctement cette platine émission est de l'ordre de 2 W.

Le pilote n'est autre qu'un montage oscillateur à quartz de type Colpitts où le quartz est placé entre la base et la masse. Cette dernière est polarisée par un pont de résistances (1 kΩ et 12 kΩ) et une self de choc de 22 µH sert à empêcher l'amortissement du quartz par la résistance de 1 kΩ. L'émetteur est alimenté par une résistance de 100 Ω et le collecteur chargé par la bobine L_1 accordée sur la fréquence de résonance du quartz. Les capacités d'accord de ce circuit L_1 étant fixes, on obtiendra l'accord optimal en jouant sur la position du noyau plongeur en ferrite placé dans le mandrin de la bobine L_1. Un condensateur de 30 pF conduit le signal HF, produit par le pilote à la base du transistor amplificateur dont l'émetteur est alimenté par une résistance de 15 Ω et découplé par 0,1 µF, tandis que la base est polarisée au travers d'une self de choc de 15 µH. Le collecteur est chargé par la bobine L_2 accordée par une capacité fixe de 180 pF et une capacité ajustable de 250 pF ; le noyau permettant de trouver l'accord idéal, la capacité ajustable permet, quant à elle,

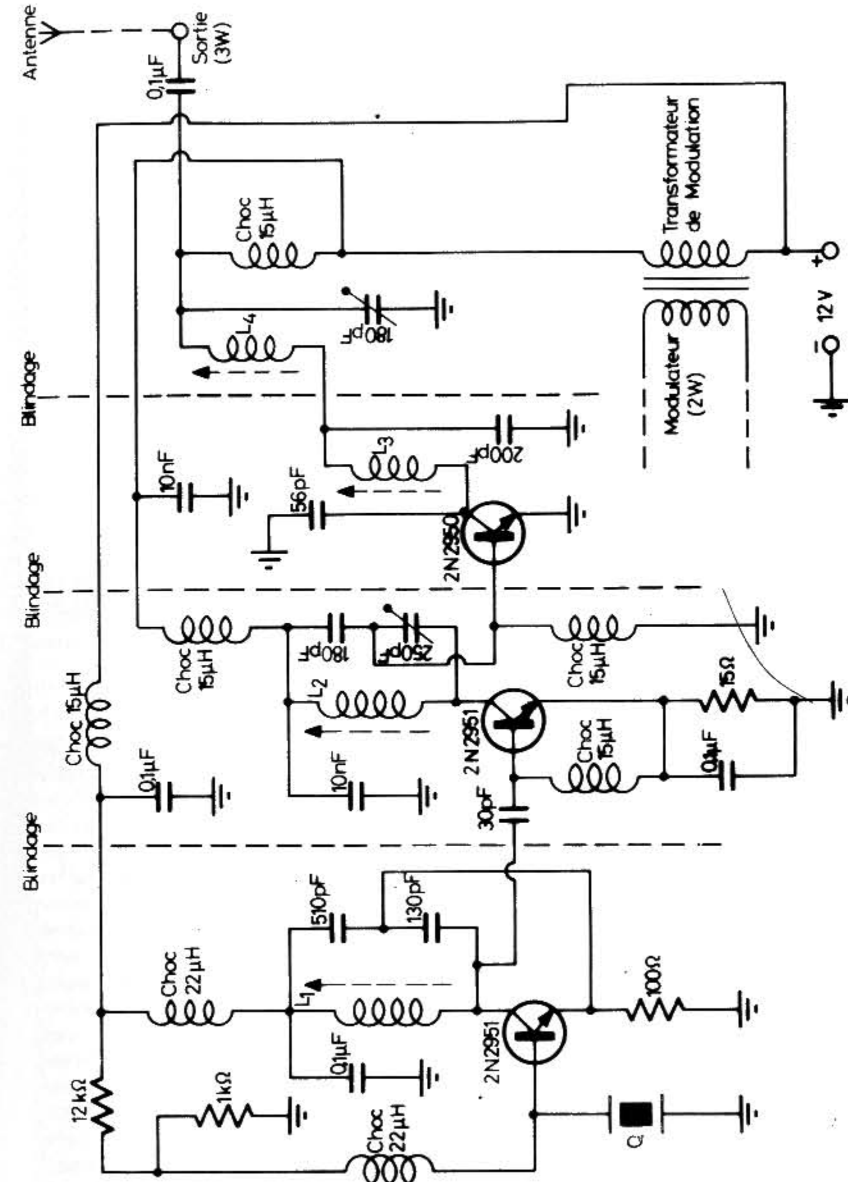


Fig. III-87. — Emetteur « Citizen Band » 27 MHz (3 W).

de doser le taux d'excitation fourni à l'étage final ; cette excitation HF est appliquée à la base du 2N2950 dont l'émetteur est mis directement à la masse et dont le collecteur est chargé par deux circuits accordés placés en série, à savoir : L_3 et L_4 accordés par les capacités fixes de 56 pF, 200 pF et la capacité ajustable de 180 pF ; ce montage de deux selfs en cascade rappelle le circuit Jones (ou une variante du Collins), ce qui permet d'adapter au mieux l'accord de l'étage final à celui de l'antenne ; l'impédance de sortie étant d'environ 50 Ω, l'antenne sera connectée à la sortie de l'étage final par une capacité fixe de 0,1 μF. La modulation d'amplitude s'effectuera au moyen d'un transformateur de modulation dont le primaire sera actionné par un amplificateur BF délivrant environ 2 W et dont le secondaire sera inséré dans la ligne d'alimentation positive de deux étages amplificateurs HF (2N2951 + 2N2950). Par contre, l'alimentation positive du pilote ne sera pas modulée et sera prélevée directement à partir du + 12 V. Des blindages sépareront les trois étages pour éviter tout risque d'accrochages et un petit radiateur sera monté sur le 2N2950 de l'étage final. Les bobines auront respectivement :

L_1 = 6 spires de fil émaillé de 0,8 mm sur un mandrin de 6 mm avec noyau de ferrite.

L_2 = 4 spires de fil émaillé de 0,8 mm sur un mandrin de 6 mm avec noyau de ferrite.

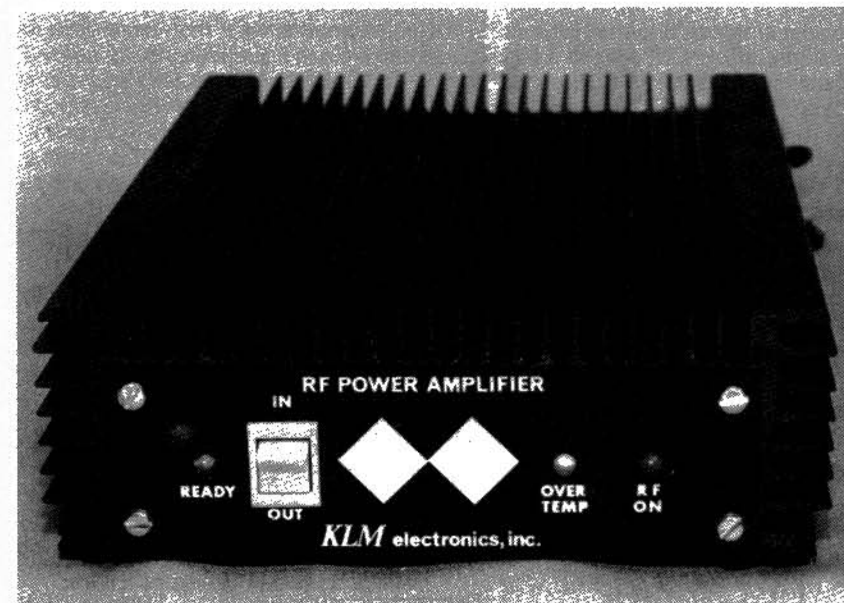
L_3 = 3 spires de fil de cuivre de 10/10 mm sur un mandrin de 8 mm avec noyau de ferrite.

L_4 = 4 spires de ce même fil de cuivre de 10/10 mm sur un mandrin de 8 mm avec noyau de ferrite.

Voici encore une excellente platine d'émission 27 MHz qui pourra, en association avec un récepteur suffisamment sensible, constituer un radiotéléphone « citizen band » doté de performances très honorables.

Un amplificateur linéaire HF 27 MHz de 3 à 5 W

Les amplificateurs linéaires ont déjà été mentionnés au cours de ce chapitre. De quoi s'agit-il ? Il s'agit de montages destinés à être intercalés entre la sortie d'un émetteur dont la puissance est jugée insuffisante et l'antenne. Si l'on dispose, par exemple d'un émetteur de 1 W et si l'on désire émettre avec une puissance effective de 5, 10, 30 ou 50 W, tout en conservant la qualité de l'émission d'origine (en AM ou en FM), on pourra donc associer notre petit émetteur de 1 W à un amplificateur de puissance dit « amplificateur linéaire » qui amplifiera notre unique watt pour en faire une puissance de sortie appliquée à l'antenne de 5, 10, 30 ou 50 W, au choix. Pourquoi linéaire ? Parce qu'il est impératif que l'amplification ne déforme pas ni la qualité intrinsèque de l'émission d'origine, ni le taux de modulation, ni la qualité de cette dernière. Il est donc nécessaire que cet amplificateur soit aussi parfaitement linéaire que possible, afin de reproduire, après l'avoir amplifié, le signal initial avec toutes ses particularités. La linéarité est synonyme de haute fidélité.



Ampli linéaire.

Le premier montage d'amplificateur linéaire (fig. III-88) délivre une puissance de sortie de 3 à 5 W à partir d'une puissance d'excitation de 5 mW à l'entrée (ce que délivre un tout petit « walky-talky ») ; si cette excitation est de l'ordre de quelques dizaines de milliwatts, la puissance de sortie augmentera jusqu'à 5 ou 6 W.

Trois transistors NPN seront utilisés dans ce montage : un 2N3866 pour le premier étage, un second 2N3866 pour le deuxième étage et un BLY87 pour l'étage de sortie. Alimenté sous une tension de 12 V le — étant à la masse, cet amplificateur linéaire consommera au maximum 1,5 A. Le signal d'entrée sous une impédance de 50 à 75 Ω sera conduit à la base du premier étage via une capacité de 6 à 60 pF ajustable. La polarisation de base est assurée par un pont de résistances (1 kΩ et 100 Ω). L'émetteur est alimenté à partir d'une cellule RC (10 Ω et 4,7 nF) et le collecteur chargé par la bobine L_1 accordée sur la fréquence de travail par la capacité fixe de 30 pF. Un condensateur de 22 nF assure le découplage du point d'alimentation en continu de la self L_1 et le signal de sortie est prélevé par une capacité de 220 pF directement sur le collecteur du 2N3866. Ce signal HF déjà amplifié est appliqué à la base du deuxième étage muni, lui-aussi d'un 2N3866 dont la polarisation de base est assurée par un pont de résistances (1 kΩ et 100 Ω) et dont l'émetteur est alimenté par une cellule RC (6,2 Ω et 4,7 nF). Le collecteur de ce 2N3866 est chargé par la bobine L_2, accordée sur la fréquence de travail par la capacité fixe de 30 pF et découplée par un condensateur de 22 nF. Un enroulement de couplage placé sur L_2 prélève le signal HF à nouveau amplifié et l'applique directement à la base du transistor de puissance BLY 87 qui est polarisée en continu à partir d'une chaîne

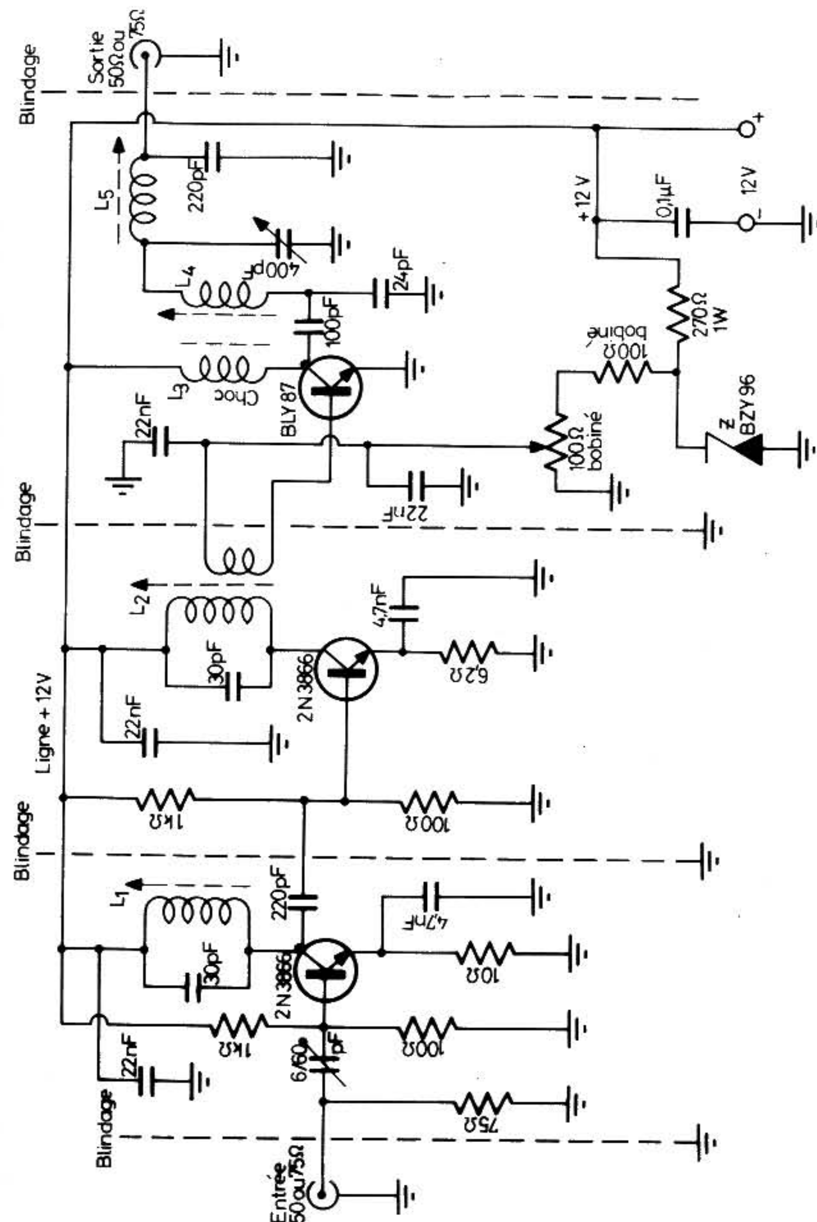


Fig. III-88. — Amplificateur linéaire 27 MHz (3 à 5 W).

de résistances dont le potentiomètre de 100 Ω (linéaire) permet d'ajuster la tension. Tension qui est stabilisée à partir d'une diode zener Z de type BZY 96 (ou similaire) et découplée par une capacité de 22 nF. L'émetteur du BLY 87 est relié directement à la masse et le collecteur est alimenté au travers d'une self L_3 faisant office de self de choc. Un condensateur de 100 pF effectue le prélèvement de la tension HF disponible sur le collecteur pour l'appliquer au circuit accordé de sortie, monté en circuit en double « pi » et constitué par les selfs L_4 et L_5 encadrées par des capacités de 24 pF (fixe), 400 pF (ajustable) et 220 pF (fixe) qui permettront d'obtenir une adaptation optimale du circuit de sortie à l'antenne utilisée.

L'impédance de sortie sera comprise de 50 à 75 Ω. Le potentiomètre linéaire de 100 Ω servant à doser la tension de polarisation de base de l'étage de sortie, sera un potentiomètre bobiné. Toutes les bobines seront réalisées sur des mandrins de diamètre 14 mm avec noyau de ferrite et le fil utilisé pour les enroulements sera du fil émaillé de 10/10 mm.

L_1 aura 14 spires, L_2 aura également 14 spires et son enroulement de couplage : 3 spires couplées côté alimentation.

L_3 aura 40 spires de fil émaillé de 10/10 mm bobinées sur un mandrin en ferrite de 4 à 6 mm de diamètre (c'est la seule bobine qui fait exception au diamètre de 14 mm employé pour les selfs d'accord, mais cette bobine L_3 n'est ici qu'une self de choc).

L_4 aura 11 spires. L_5 aura 7 spires.

Le circuit de sortie en double « pi » assure non seulement une parfaite adaptation et une charge correcte en fonction de l'antenne utilisée, mais encore une parfaite atténuation des harmoniques. L'ensemble sera monté dans un coffret métallique disposant de séparations entre les étages faisant office de blindages efficaces. Les transistors utilisés sont fabriqués par la RTC. Les résistances seront du modèle 1/2 W à l'exception de la résistance de 270 Ω (1 W) et les condensateurs seront en général en céramique. Le dispositif de commutation permettant de mettre hors service l'amplificateur linéaire en période de réception et de le mettre en route dès passage en émission sera vu en détail plus loin dans ce chapitre. Il sera nécessaire de monter le transistor de puissance BLY 87 sur un radiateur qui ne sera pas forcément de grandes dimensions puisque la puissance de sortie ne sera au maximum que de 5 à 6 W.

Un amplificateur linéaire 27 et 28 MHz de 20 W

Le montage précédent offrait une puissance de sortie de 5 W pour une puissance d'entrée de quelques dizaines de mW alors que ce nouvel amplificateur linéaire délivre une puissance de sortie de 20 W pour une puissance d'entrée de 3 W.

Ce montage très efficace n'utilise que deux transistors qui sont : un 2N5643 en amplificateur d'entrée et un MM 1552 en étage de puissance. Le schéma (fig. III-89) montre une relative simplicité : le signal HF d'entrée (3 W sous 50 à 75 Ω) est appliqué à l'enroulement de couplage à basse impédance d'un circuit accordé L_1 qui se met à la résonance. Une prise médiane sur l'enroulement principal conduit la HF

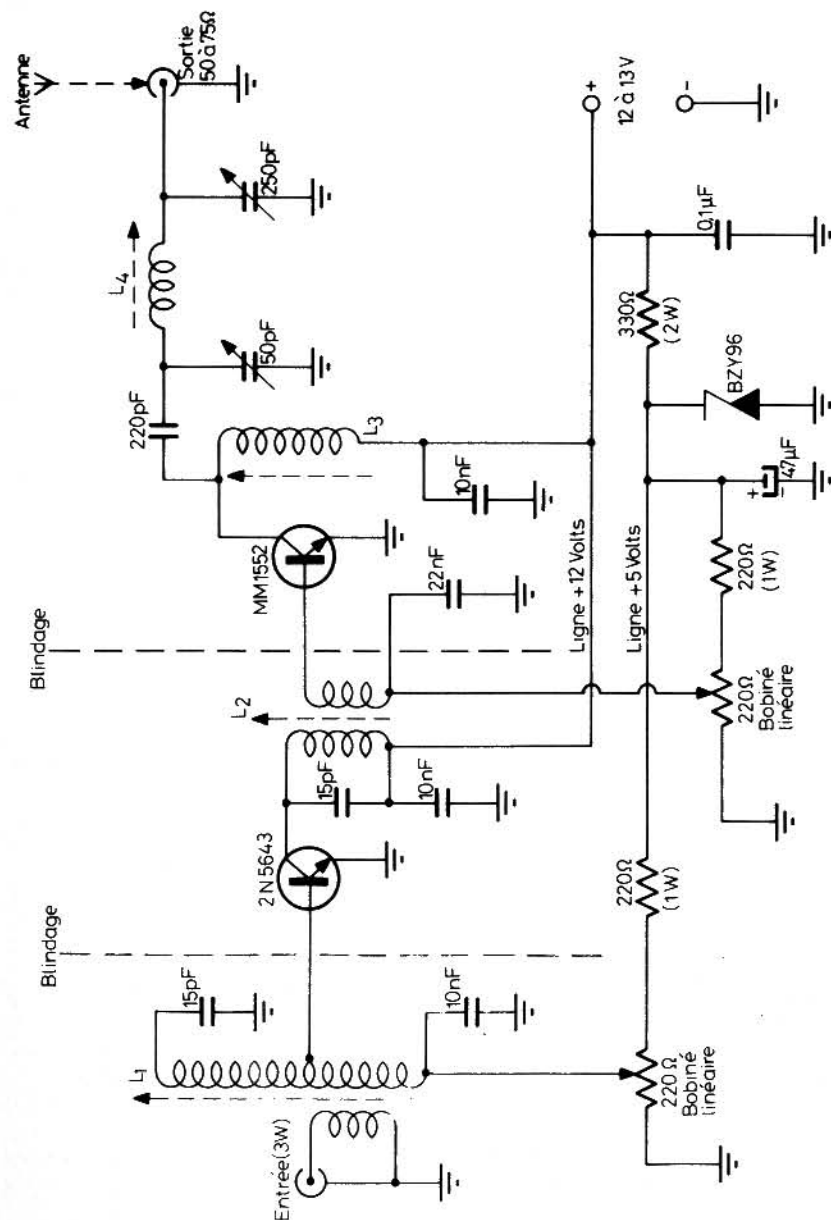


Fig. III-89. — Amplificateur linéaire 27 ou 28 MHz (20 W).

à la base du transistor 2N5643, base qui est polarisée par un potentiomètre bobiné de 220 Ω monté en série avec une résistance fixe de 220 Ω (1 W) qui reçoit une tension continue et stabilisée par une diode zener de + 5 V. L'action sur le curseur du potentiomètre permet donc de doser la tension de polarisation de la base pour obtenir des conditions optimales de fonctionnement et une très bonne linéarité de l'amplification. L'émetteur du 2N5643 est relié à la masse et son collecteur est chargé par la bobine L_2, découplée par une capacité de 10 nF et dont l'enroulement de couplage effectue le prélèvement de l'excitation HF destinée à l'étage de puissance. La HF est transmise directement à la base, dont la polarisation est dosée de la même manière que dans l'étage précédent, à savoir, à partir de la tension stabilisée de 5 V, dosée par un second potentiomètre bobiné linéaire de 220 Ω et découplée par un condensateur de 22 nF. L'émetteur du MM 1552 est relié à la masse et son collecteur chargé par la bobine L_3, elle-même découplée par une capacité de 10 nF. Un condensateur de liaison de 220 pF prélève la HF amplifiée pour l'appliquer au circuit accordé de sortie, monté en filtre en « pi » et constitué par la bobine L_4 encadrée par les capacités de 50 pF et 250 pF toutes les deux ajustables afin d'obtenir la meilleure adaptation de l'étage final à l'antenne utilisée.

Les condensateurs fixes seront de préférence du type céramique. Les bobinages seront réalisés sur des mandrins de 14 mm de diamètre avec noyau de ferrite. Le fil utilisé sera en cuivre nu ou émaillé de 12/10 mm avec un espacement entre spires de 1,2 mm environ. La bobine L_1 aura 12 spires avec une prise au milieu pour la connection de base. Son enroulement de couplage aura 3 spires autour de L_1 côté « froid ». L_2 sera identique à L_1 mais sans prise intermédiaire et avec enroulement de couplage autour de L_2 côté « froid ». L_3 aura 20 spires et L_4 : 10 spires. L'amplificateur sera monté dans un coffret métallique disposant de cloisons faisant office de blindages entre les différents circuits accordés, blindages d'autant plus indispensables que les puissances mises en jeu sont elles-mêmes plus élevées. La diode zener utilisée pour la stabilisation de la tension de 5 V servant à la polarisation des deux bases sera du type BZY 96 de RTC. Par contre, les transistors 2N5643 et MM 1552 sont fabriqués par Motorola et seront montés sur radiateurs à ailettes.

La mise au point d'un tel amplificateur linéaire se fera en deux étapes. La première étape consistera à régler les circuits accordés de telle sorte que le signal de sortie HF soit le plus élevé possible. Pour ce faire, on utilisera la méthode consistant à tenter d'obtenir un maximum de HF en sortie en connectant la sortie à une antenne fictive non rayonnante (wattmètre si possible ou plus simplement une ampoule) et en recherchant pour chaque circuit accordé le point de réglage tel que le signal de sortie soit maximal, et en retouchant à chaque fois les réglages précédents en commençant par L_1, puis L_2... etc, jusqu'à L_4 et ses capacités ajustables. Lorsque l'on aura obtenu avec certitude une série de réglages tels que le signal de sortie soit vraiment optimal, on entamera la seconde mise au point qui consiste à rechercher la meilleure linéarité dans l'amplification. Pour celà, il sera bon de munir le système de charge d'un oscilloscope permettant de visualiser le signal de sortie et si l'on utilise un signal d'entrée modulé par une fréquence fixe (1000 périodes par exemple), il sera facile de voir dans quelles conditions le signal de sortie amplifié sera déformé ou non et l'on recherchera le minimum de distorsion en jouant sur les deux curseurs des potentiomètres bobinés qui fixent la tension de polarisation des bases des deux transistors amplificateurs. On trouvera pour chacun une position telle que le signal

de sortie soit très peu déformé (voire pas du tout) et, à ce moment là, on bloquera au vernis ou à la colle cellulosique les axes des potentiomètres pour éviter tout risque de déréglage ultérieur. A défaut d'oscilloscope on pourra se contenter d'un contrôle auditif, mais le défaut de ce système tient au fait que l'oreille humaine est très conciliante et se contente d'un taux de distorsion parfois bien médiocre !

Rappelons encore une fois, que les amplificateurs linéaires sont interdits par la loi sur la bande 27 MHz pour des amplifications de « citizen band » ; par contre, ils sont parfaitement autorisés dans la bande 28 à 30 MHz en station d'amateur pourvu qu'ils ne dépassent pas 100 W (en France du moins).

Un amplificateur linéaire très simple de 15 W pour 2 W à l'entrée

Un montage très intéressant d'amplificateur linéaire délivrant une puissance de sortie de 15 W pour une puissance d'entrée de 2 W (fig. III-90) et qui fut étudié et réalisé par l'ARRL en 1975 n'utilise qu'un seul transistor de type MRF 449 A de Motorola. Montage très simple et très efficace qui sera peut-être le plus largement utilisé avec des « walkies-talkies » de 2 ou 3 W, ce qui est assez courant, et dont l'extrême simplicité alliée à un prix de revient des plus modestes, le rendra très populaire ! Mais là encore, attention à la réglementation sur 27 MHz ! Par contre, pas de problème sur le 28 MHz où les radios-amateurs seront très agréablement surpris de ses performances.

Cet amplificateur linéaire est donc excité par un signal incident de 2 W sous 50 Ω appliqué à un circuit adaptateur d'impédances constitué par des résistances de 10 Ω et 150 Ω suivi par une capacité fixe de 10 nF qui alimente en HF le circuit accordé L_1 dont l'enroulement de couplage est relié directement à la base du transistor MRF 449 A, base qui est en continu au potentiel de la masse et de même, l'émetteur est relié à la masse. Deux résistances de 10 Ω shuntent l'enroulement de couplage qui alimente la base par le circuit accordé de sortie en double « pi » et l'alimentation en continu est amenée au collecteur via deux selfs de choc à ferrite et découplées par des capacités de 0,1 μF et 1 nF. Un condensateur fixe de 10 nF permet d'isoler en continu l'antenne de l'amplificateur et une capacité ajustable de 250 pF permet d'adapter l'accord de l'étage de puissance à la charge d'utilisation dans les meilleures conditions possibles.

A titre indicatif, ce transistor MRF 449 A fait partie de la famille des MRF 450 A qui délivrent 50 W de puissance utile à partir d'une excitation de seulement 2 W ! Ce sont donc des composants très performants ! Le niveau des harmoniques sera à environ 40 dB en dessous du niveau de la porteuse. De plus, ce transistor est très sérieusement auto-protégé, ce qui signifie que l'on pourra sauvegarder l'amplificateur linéaire même dans le cas où la charge serait coupée ou mise accidentellement en court-circuit et ceci pendant des périodes de l'ordre de 20 s. Ce n'est pas à conseiller, mais au cas où cela arriverait, le transistor ne subirait pas de dommages irrémédiables trop rapidement. Le MRF 449A sera monté sur un radiateur à ailettes et son brochage est montré sur le schéma. Le collecteur se repère facilement car



Fig. III-90. — Amplificateur linéaire simple de 15 W (2 W à l'entrée).

il possède un pan coupé et c'est la seule connexion qui possède cette particularité. A titre indicatif les dimensions du radiateur seront environ : 60 mm × 65 mm et 19 mm, en aluminium. Les résistances seront des 1/2 W et les capacités en céramique. Le condensateur chimique sera soit électrolytique soit au tantale. Les bobinages seront réalisés de la manière suivante : L_1 aura 25 spires de fil émaillé de 0,8 mm bobinées sur un tore de type T-68-2 et l'enroulement de couplage aura 6 spires de ce même fil bobinées sur ce tore.

L_2 aura 4 spires de fil émaillé de 12/10 mm bobinées sur un mandrin de 8 mm de diamètre (avec noyau que l'on pourra éventuellement enlever lors des essais).

L_3 aura 5 spires de ce même fil émaillé de 12/10 mm bobinées sur un tore de type T-68-6.

Les selfs de choc seront réalisées en bobinant 7 spires de fil émaillé de 12/10 mm sur un tore de ferrite de diamètre 12 mm environ. Le tore utilisé pourra être du modèle FT-50-61 ou équivalent. Un blindage séparera les circuits d'entrée et de sortie à l'intérieur du coffret contenant cet amplificateur linéaire. Ce montage est à conseiller tout spécialement aux débutants qui pourraient être rebutés par les réalisations par trop élaborées.

Un amplificateur linéaire de 100 W à large bande

Il n'en est pas de même en ce qui concerne l'amplificateur linéaire de 100 W de puissance HF que montre la figure III-91. Cette réalisation tirée d'un article publié en 1973 par le QST et concernant un amplificateur à hautes performances étudié aux USA nécessite quatre transistors de puissance montés en push-pull parallèle de type PT 5741 de TRW. La puissance d'excitation à l'entrée sera de l'ordre de 5 W pour une puissance de sortie effective de 100 W ! De plus, caractérisé par une grande largeur de bande, cet amplificateur linéaire pourra fonctionner entre 1,5 MHz et 30 MHz, c'est-à-dire sur les six bandes décamétriques autorisées aux USA. Il n'y aura donc pas de circuits accordés comme sur les montages que nous avons abordés dans les pages précédentes, mais des circuits à large bande. Nous ne pouvons conseiller cette réalisation qu'à des amateurs très avertis et munis d'appareils de mesures. De plus, en raison des performances de ce montage, il ne saurait s'adresser qu'à des radio-amateurs titulaires d'une licence officielle valable en décamétrique.

Le schéma (fig. III-91) montre donc quatre transistors PT 5741 montés deux par deux en push-pull parallèle. Alimenté sous une tension de 12 à 15 V, le — étant à la masse, cet amplificateur aura une consommation de l'ordre de 15 A (circuits de polarisation compris). De plus, ces transistors, qui sont protégés contres les ruptures accidentelles de charge et contre les court-circuits, peuvent fonctionner sans problème dans une température ambiante de - 20° à + 70°C. Le niveau des harmoniques sera à — 30 dB en dessous du niveau de la porteuse. Les circuits de base seront polarisés à partir d'une alimentation spéciale (fig. III-92 a et b) et les bobinages (assez nombreux !) auront les caractéristiques suivantes :

T_1, T_2, T_3, T_4, T_5, T_6, T_7 et T_8 seront des circuits en tores de ferrites empilés avec des enroulements en fil de câblage sous plastique ayant seulement quelques spires (4 ou 5) tandis que les bobines L_1, L_2 et L_3, qui ne sont en fait que des selfs de choc, seront réalisées en bobinant ce même fil sur des tores simples (voir les croquis). La self L_p qui figure sur le circuit d'alimentation de la tension de polarisation aura 5 spires de fil isolé bobinées sur un bâtonnet de ferrite. En ce qui concerne les deux circuits possibles destinés à fournir la tension de polarisation, la figure III-92 montre ce qu'il est possible d'employer. En (a) un montage simplifié avec une diode zener de type DSR 5050 qui stabilise la tension de polarisation à partir de la tension d'alimentation générale de 12 à 15 V. Une résistance fixe de 20 Ω (10 W bobinée) est montée en série avec une résistance variable de 25 Ω (10 W) pour permettre de doser la tension réellement appliquée à la diode zener. En (b) un montage stabilisateur de tension avec des transistors 2N3053 et 2N3055 montés suivant le dispositif Darlington qui se rencontre fréquemment dans les alimentations stabilisées.

Cet amplificateur linéaire de 100 W de puissance HF effectivement utilisable dans l'antenne est la limite pratique de ce que l'on peut réaliser à des fins de trafic radio amateur en France, mais il faut signaler qu'il est possible de mener à bien la construction d'amplificateurs linéaires de 500 W, 1 kW et même 2 kW. Dans ce cas, ce seront généralement des tubes qui seront utilisés dans l'étage final mais dans quelques années, peut-être, les transistors, ayant continué leur évolution, pourront à leur tour prendre la relève des tubes triodes ou pentodes encore employés dans ces amplificateurs de grande puissance. De tels montages utilisés par les stations américaines

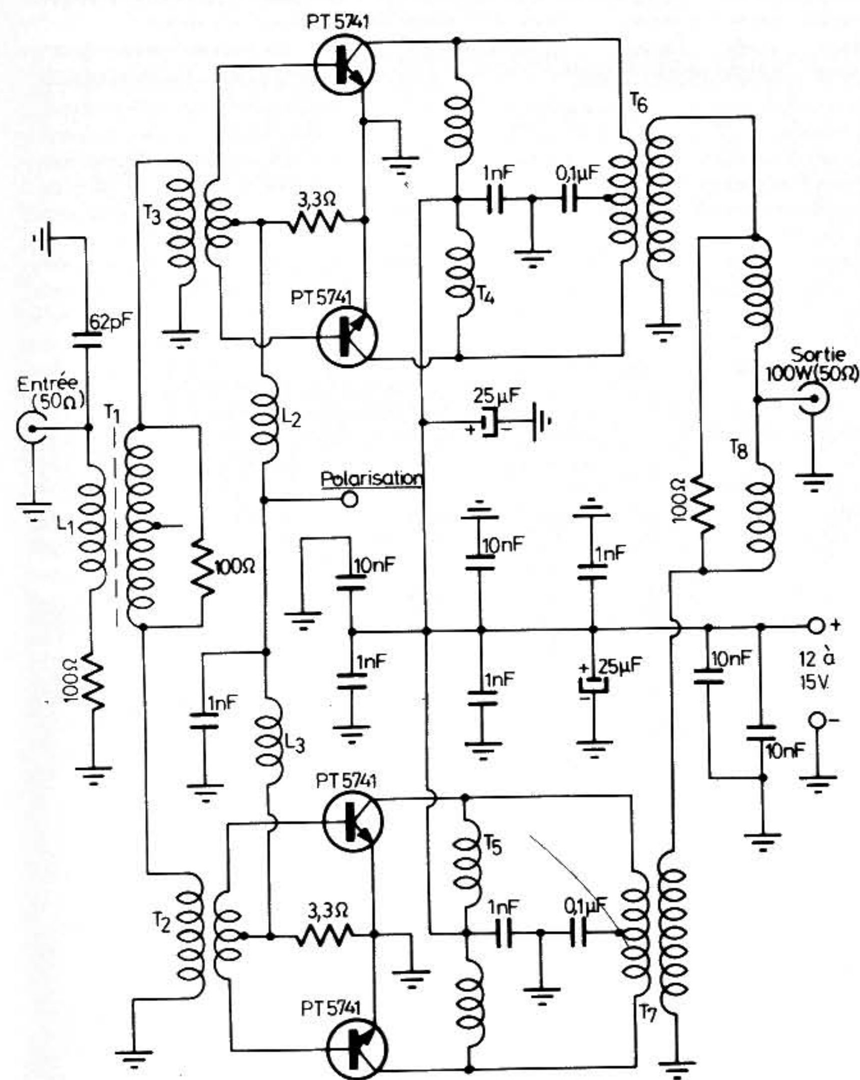


Fig. III-91. — Amplificateur linéaire de 100 W HF (5 W à l'entrée) de 1,5 à 30 MHz.

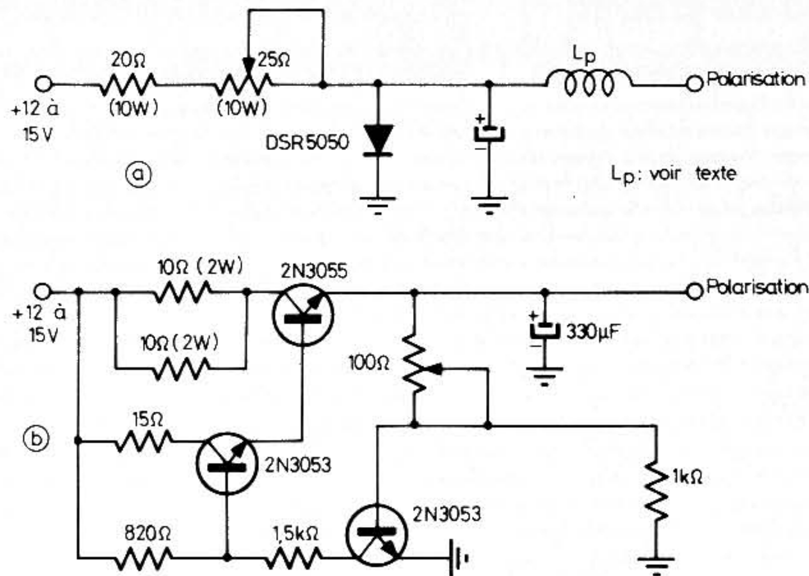


Fig. III-92. — Circuit d'alimentation de la tension de polarisation.

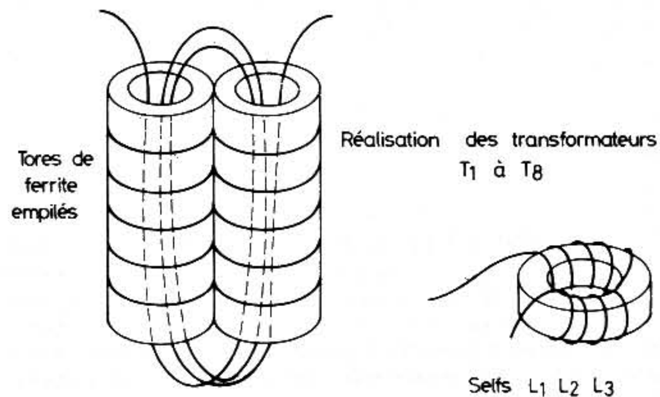


Fig. III-93. — Bobinages de l'amplificateur linéaire de 100 W.

sont équipés des tubes 8873 (triode de chez Eimac) ou autres tubes de puissance. De tels amplificateurs sont réservés aux radio amateurs des USA et de certains pays où la réglementation les autorise. En Europe et à plus forte raison en France il n'est absolument pas question de s'en servir et ceux qui transgressent cette interdiction le font à leurs risques et périls !

De toute manière et quel que soit le type d'amplificateur linéaire utilisé, il faudra le munir de dispositifs de commutations qui, automatiquement, connecteront l'antenne à l'amplificateur et la sortie de l'émetteur-exciteur à l'entrée de cet amplificateur et qui mettront celui-ci sous tension. Le schéma d'un tel système de commutation (fig. III-94) montre que trois relais sont nécessaires pour commuter respectivement : R_1 : l'alimentation en continu de l'amplificateur. R_2 : l'antenne qui va au récepteur en période de réception et à la sortie de l'amplificateur en période d'émission et R_3 : la sortie de l'émetteur récepteur exciteur qui va à l'antenne en période de réception et à l'entrée de l'amplificateur en période d'émission. Une dérivation est donc effectuée à partir de la commande émission-réception dans l'émetteur-récepteur initial pour pouvoir alimenter en même temps les trois circuits indé-

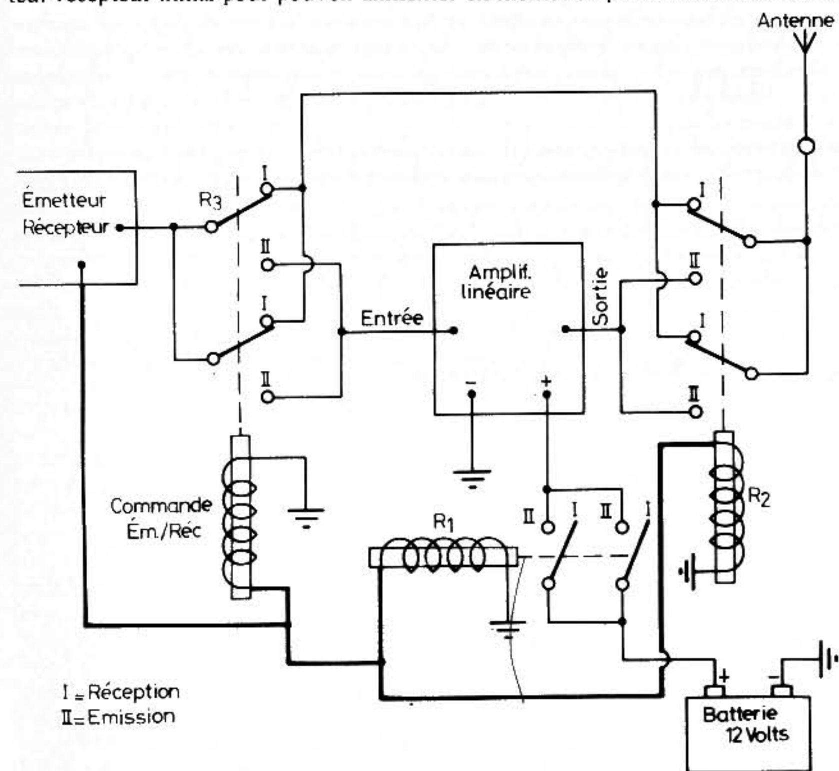


Fig. III-94. — Commutation automatique émission/réception d'un amplificateur linéaire.

pendants. Mais pourquoi ne pas utiliser un seul et même relais ? Evidemment, et électriquement parlant, celà ne pose aucun problème. Mais il n'en est pas de même sur le plan des résultats, car ces trois fonctions répondent à des exigences très différentes, à savoir : le relais R_3 peut très bien être un petit relais de qualité moyenne, mais par contre, il n'en est pas de même pour R_2 qui devra commuter de très fortes tensions HF avec des intensités HF également élevées : il faut un relais de très bonne qualité (faibles pertes en HF et qualité des contacts), quant à R_1, il lui faudra commuter de fortes intensités continues, dans ce cas, la qualité en pertes HF importe peu, mais par contre c'est la capacité du relais à commuter des ampères voire des dizaines d'ampères, qui sera à prendre en considération. On pourrait alors ne prendre qu'un seul, mais excellent relais. Il n'en est rien car si l'on commute, dans un même relais les circuits d'entrée et de sortie de l'amplificateur HF et, en plus, l'alimentation, il y aura automatiquement des réactions de la sortie sur l'entrée et des risques certains d'accrochages qui ne pourront être éliminés. Il faudra donc d'une façon quasi-impérative séparer ces commutations et pour celà utiliser des relais différents. Autre remarque : sur le schéma de la figure III-94 on peut voir que chaque commutation est doublée. Celà est voulu, afin d'éviter les mauvais contacts éventuels dans les circuits de commutation car les éventuelles résistances de contact au sein des relais verront leurs effets annihilés en raison des contacts montés en parallèle. La sécurité y gagnera et la fiabilité aussi par voie de conséquence, car n'oublions pas que les amplificateurs linéaires n'apprécient pas du tout les coupures de charge et s'ils sont parfois protégés contre de telles éventualités, il n'en reste pas moins que ces risques sont à éviter autant que faire se peut. Les relais utilisés pour les circuits de commutation HF (R_2 et R_3) seront si possible des relais de type coaxial.

Un bipper automatique de fin de transmission

Il est un circuit intéressant à réaliser, aussi bien pour des liaisons radio en « citizen band » qu'en radio amateur traditionnelle, à savoir : un « bipper » automatique de fin de transmission. Il s'agit d'un circuit, qui n'est autre qu'un oscillateur BF délivrant un signal de l'ordre de 1,5 kHz (ou valeur normalisée 1 750 Hz) à chaque fin de transmission, au moment où l'on relâche la pédale du microphone, signalant ainsi au correspondant que l'on a fini de parler et que c'est à son tour de passer en émission. Ce procédé est plus particulièrement utilisé en transmission BLU, car en l'absence de modulation, le correspondant n'entend aucune porteuse, puisqu'il n'y en a pas en BLU, et il ne sait pas toujours si son correspondant a fini de parler et lui a repassé la parole. En modulation d'amplitude traditionnelle (AM) ou en FM, ce procédé est moins utilisé car même en l'absence de modulation, le correspondant entend le souffle de la porteuse et se pose moins de questions ! Ce petit oscillateur BF est équipé d'un transistor NPN quelconque. Ce pourra être un 2N930 ou tout autre NPN de récupération. Il sera monté en oscillateur avec trois cellules RC (3,9 kΩ et 10 nF) et le signal de sortie BF prélevé par le curseur du potentiomètre de 50 kΩ est acheminé au microphone au travers d'une résistance de 47 kΩ destinée à éviter d'amortir le signal propre du microphone.

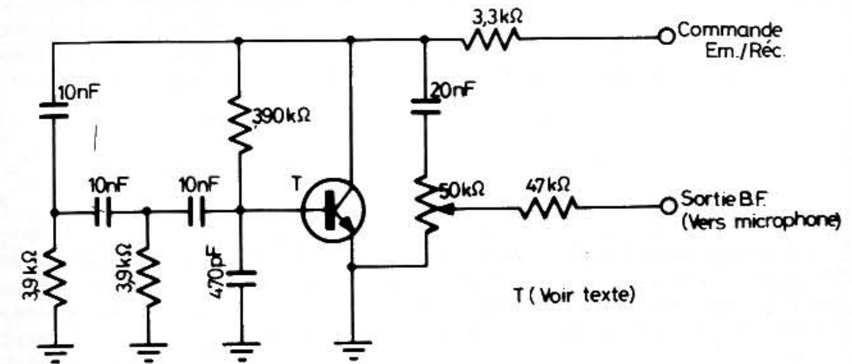


Fig. III-95. — Bipper automatique de fin de transmission.

Les alimentations stabilisées

Les différents montages qui ont été vus jusque là nécessitent une tension d'alimentation continue pouvant être fournie par une ou plusieurs piles, ou par des batteries. Mais il est des cas où il est difficile de se contenter d'une solution de ce genre, et c'est plus particulièrement valable lorsque l'on veut faire fonctionner ces appareils, qu'ils soient émetteurs ou récepteurs, appareils de mesure ou tout autre dispositif, à partir du réseau de distribution électrique alternative 110/220 V. Il faut alors utiliser ce que l'on nomme une alimentation stabilisée. Qu'est-ce qu'une alimentation et pourquoi doit-elle être stabilisée ?

Une alimentation est un équipement dont le but est de fournir une ou plusieurs tensions (généralement continues) avec des intensités variables (de quelques milliampères à plusieurs ampères, voire dizaine d'ampères) et ceci à partir du réseau alternatif à 110 ou 220 V 50 Hz. Une telle alimentation est des plus utiles, mais il est toujours préférable qu'elle soit stabilisée, car si elle ne l'est pas (alimentations simples) la tension de sortie variera lorsque l'intensité demandée variera elle-aussi et ce phénomène de chute de tension sera toujours une source de difficultés pour le fonctionnement de l'appareil associé quel qu'il soit. Si c'est un récepteur, sa sensibilité s'écroulera, s'il s'agit d'un émetteur, sa puissance de sortie et sa qualité chuteront... etc. Il est donc impératif que la tension de sortie reste stable et constante, même si l'intensité demandée varie dans de larges proportions. C'est ce que l'on nomme « stabilisation » de l'alimentation. En pratique et dans la très grande majorité des cas, il est toujours souhaitable d'alimenter un montage électronique à partir d'une alimentation stabilisée, mais comme le choix en est illimité, nous allons nous efforcer d'en décrire quelques unes dont le fonctionnement est exempt de problèmes et la réalisation des plus faciles.

UNE ALIMENTATION STABILISES TRES SIMPLE DÉLIVRANT DE 0 A 28 V

L'alimentation stabilisée la plus simple que l'on puisse imaginer (fig. III-96) délivre une tension de sortie de 0 à 28 V. Un transformateur T possède deux enroulements : le primaire qui est connecté au secteur d'alimentation à 110 ou 220 V via l'interrupteur de mise en marche et le fusible (1 A) de sécurité et le secondaire qui délivre une tension alternative qui pourra être variable suivant le type de transformateur que l'on pourra trouver.

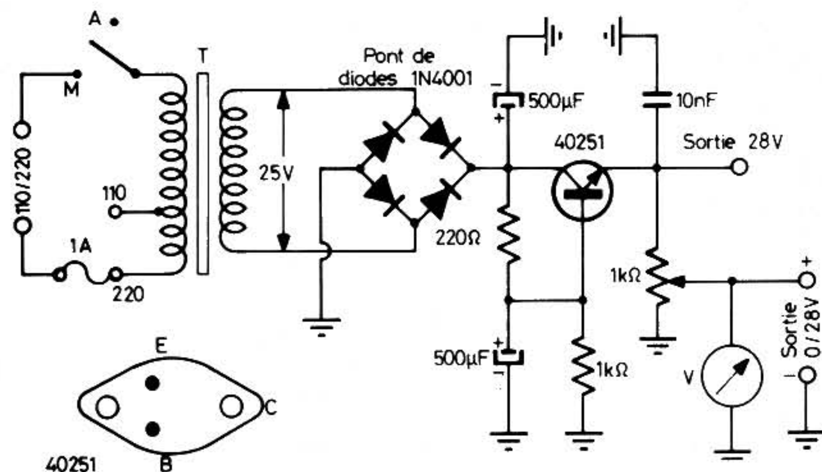


Fig. III-96. — Petite alimentation stabilisée, 0 à 28 V.

La tension de sortie finale sera évidemment dépendante de la tension alternative délivrée par le secondaire du transformateur. Dans le cas présent, notre secondaire délivre une tension alternative de 25 V, cette tension est redressée par un pont de quatre diodes de type indifférent. Il faudra seulement adapter le type de pont à l'intensité que l'on voudra en tirer. Dans notre cas, le pont est du modèle 0,75 A. On pourra utiliser par exemple 4 diodes 1N4000 ou 1N4001 ou similaires. Un premier condensateur de 500 µF effectue un premier filtrage et la tension « pseudo-continue » est appliquée au collecteur du transistor « ballast » de type 40251 dont la base est alimentée par une résistance de 1 kΩ et par une dérivation prise sur le collecteur (220 Ω découplée par un deuxième condensateur de 500 µF). Ces deux condensateurs seront isolés à 50 V au moins. Une capacité de découplage de 10 nF est placée entre le + et la masse et la borne de sortie délivre en permanence du + 28 V. Mais si l'on veut pouvoir diminuer cette tension pour l'adapter suivant les cas aux applications très diverses qui pourront se présenter, il suffit de placer un potentiomètre bobiné de 1 kΩ entre le + et la masse et le curseur délivrera une tension d'autant plus faible que le curseur sera plus près de la masse. On pourra ainsi faire varier la tension de sortie de 0 à 28 V et un voltmètre continu placé entre la borne de sortie et la masse permettra de vérifier la valeur de la tension réellement fournie à l'utilisation extérieure. Il est évident que le courant consommé par la charge extérieure passera dans la branche supérieure du potentiomètre, mais comme le voltmètre est branché directement à la sortie, il tiendra compte automatiquement de cette perte de charge. Le transistor utilisé en « ballast » est un 40251 mais bien souvent ce sont des 2N3053 ou 2N3055 qui sont utilisés et ceci sans aucune difficulté. Il sera nécessaire de monter ce transistor sur un radiateur (d'autant plus gros que l'intensité demandée sera elle-aussi plus élevée). Cette petite alimentation stabilisée pourra être contenue dans un coffret métallique de dimensions : 150 × 100 × 120 mm et son poids sera de l'ordre de 2 kg tout compris. Le transistor ballast agissant comme régulateur fonctionne de la façon suivante : si la tension de sortie diminue, la tension base diminue elle-aussi et le transistor devenant plus conducteur tend à laisser augmenter la tension de sortie pour retrouver sa valeur initiale. Par contre, si la tension de sortie augmente, la tension base augmente également et le transistor tend à se bloquer un peu plus, ce qui entraîne une réduction de la tension de sortie jusqu'à ce qu'elle ait retrouvé sa valeur initiale. Il y a donc bien effet de régulation sur la tension de sortie, le temps de réponse de cette régulation étant très rapide (quelques fractions de seconde).

UNE ALIMENTATION STABILISEE SIMPLE (0 A 24 V)

Une petite alimentation stabilisée, simple à réaliser, et délivrant une tension de sortie variable de 0 à 24 V avec une intensité utilisable de 1 A, voire d'avantage.

Son schéma (fig. III-97) n'est guère compliqué : le secteur alternatif alimente le primaire du transformateur T dont le secondaire présente un point milieu. Chaque extrémité du secondaire est connectée à une diode de redressement de type BY 134 qui retournent toutes les deux à la masse. Le point milieu de l'enroulement alimente tout le reste du montage. Un premier condensateur chimique de 2300 µF (isolé à 50 V) effectue un filtrage préalable, il est suivi par un pont diviseur à résistances dont le point milieu est stabilisé par une diode zener de telle sorte que la tension de référence prélevée à cet endroit reste rigoureusement stable. Un potentiomètre de 10 kΩ avec son curseur permet d'alimenter la base du transistor 2N3391 qui commande un transistor 2N2218 qui commande à son tour le transistor « ballast » 2N3055 dont le collecteur reçoit la tension d'alimentation qui vient d'être filtrée et dont l'émetteur laisse sortir le + alimentation bien régulé. Une capacité de découplage est placée entre les deux bornes de sortie, et sa valeur est de 0,2 µF.

Un voltmètre facultatif destiné à mesurer la tension de sortie pourra être connecté en parallèle avec les bornes de sortie de cette alimentation stabilisée des plus classiques mais dont le fonctionnement est sans défaut. Il faudra tout de même monter le transistor 2N3055 sur un radiateur. Le secondaire du transformateur T devra pouvoir fournir de 18 à 20 V sous une intensité de 1 A. La diode zener sera du type 24 V (400 mW). En ce qui concerne les diodes BY 134, il sera également possible de les remplacer par des 1N4004 à 1N4007, le 2N3391 pourra être remplacé par un 2N2714, le 2N2218 pourra être remplacé par un 2N1613 ou un 2N1711. Par contre, le 2N3055 devra être conservé.

Pour faire varier la tension de sortie, on fera tourner le curseur du potentiomètre de 10 kΩ « linéaire » ce qui nous permettra d'obtenir 0 V lorsqu'il sera complètement à gauche et + 24 V lorsqu'il sera complètement tourné à droite.

Fig. III-97. — *Alimentation stabilisée, 0 à 24 V.*

UNE ALIMENTATION STABILISEE DE 12 V 15 A (20 A MAXI)

Une alimentation stabilisée délivrant 12 V sous une intensité de 15 A peut être considérée comme étant une alimentation puissante. Elle est capable d'alimenter des stations d'émission de 100 W ou des matériels nécessitant de fortes intensités.

Le schéma de cette alimentation (fig. III-98) est plus élaboré que le précédent mais le principe reste le même.

Les caractéristiques principales de cette alimentation sont les suivantes :

— tension d'alimentation : 16 V alternatifs ;

— courant d'alimentation : 30 A ;

— tension de sortie : ajustable entre 11 et 15 V continus ;

— intensité maximale de sortie : 20 A ;

— chute de tension en sortie pour une charge variant de 0 à 100 % égale à 150 mV au maximum ;

— ondulation résiduelle : 20 mV crête-à-crête.

Le redressement à double alternance s'opère au moyen d'un pont modèle IR26MB05 (ou équivalent). Un premier filtrage est obtenu au moyen d'un très gros condensateur chimique de 30000 μF (!). Il y a en fait trois condensateurs chimiques de 10000 μF chacun en parallèle avec un isolement de 25 V. Une diode zener de 5,6 V donne une référence de tension et un transistor 2N2219 A constitue un générateur de courant. Celui-ci permet d'alimenter les étages de régulation. Le potentiomètre de 1 kΩ ajuste la tension de sortie par l'intermédiaire des transistors 2N2219 A, d'un deuxième 2N2219 A et d'un TIP 32 alors qu'une résistance de 470 Ω limite le courant de court-circuit par l'intermédiaire d'un autre transistor 2N2219 A. Cette alimentation a une caractéristique triangulaire, ce qui signifie qu'en cas de court-circuit, le courant décroît jusqu'à la valeur ajustée par la résistance de 470 Ω et la tension tombe pratiquement à une valeur nulle. Le transistor driver TIP 32 est lui-même monté sur un petit radiateur qui sera fixé sur le circuit imprimé. Trois transistors « ballast » seront montés en parallèle. Ce sont les 2N3055 qui seront isolés du radiateur (d'assez grandes dimensions) par des rondelles de mica et de la graisse aux silicones sera intercalée entre le mica et le radiateur, et de même entre le mica et les transistors.

Une telle alimentation fonctionne à merveille et bon nombre de radio amateurs l'utilisent tant en France qu'à l'étranger pour leur plus grande satisfaction. Elle demande du soin et beaucoup d'application quant à sa réalisation, mais les résultats sont à ce prix !

La valeur de tous les composants est portée sur le schéma ainsi que la puissance des résistances qui sont en grande majorité des résistances de 1/4 W. Seules les résistances de 0,1 Ω seront des modèles 10 W. Le coffret métallique dans lequel on pourra installer à la fois le transformateur principal, la carte électronique et le radiateur avec les trois transistors « ballast » aura des dimensions de l'ordre de : 300 × 150 × 150 mm et son poids sera d'environ 5 kg. Un voltmètre de contrôle de la tension de sortie pourra être connecté entre les deux bornes de sortie.

Fig. III-98. — Alimentation stabilisée puissante, 12 V, 15 A.

UNE ALIMENTATION STABILISEE DE 0 A 25 V (3 A)

Une autre alimentation stabilisée quelque peu différente puisqu'elle utilise un circuit intégré LM 317 K de National et qui délivre une tension de sortie variable de 0 à 25 V avec une intensité disponible de 3 A au maximum, nous est montrée par la figure III-99. Le courant redressé à double alternance par le pont P de diodes est régulé par un transistor 2N3055 (toujours lui !) commandé par un driver qui est un PNP de type 2N2905 et qui est lui-même commandé par un circuit intégré LM 317 K dans lequel est incorporé le dispositif de régulation ajustable. La tension de sortie est ajustée par le potentiomètre de 5 kΩ et pourra varier de pratiquement 0 à 25,4 V. A titre indicatif, si l'on n'utilisait pas de transistor « ballast » dans ce montage, et seulement le circuit intégré, le courant de sortie maximal serait encore de 1,5 A mais comme il est demandé de pouvoir atteindre les 3 A, on utilise donc le montage avec transistor de puissance commandé par ce dispositif de régulation déjà très évolué. La tension alternative délivrée par le secondaire du transformateur T sera comprise entre 20 et 24 V. Le pont de diodes pourra être d'un type quelconque pourvu qu'il accepte les 3 A de courant redressé. Un voltmètre de sortie sera connecté en parallèle avec les deux bornes de sortie tandis qu'un ampèremètre sera placé en série avec la borne +. Afin de pouvoir disposer de plusieurs échelles de lecture des intensités, il est prévu un interrupteur qui permet de shunter ou non cet ampèremètre de telle sorte que l'échelle n° 1 nous donne de 0 à 1 A et que l'échelle n° 2 nous donne de 0 à 3 A par exemple. La valeur de la résistance R_s de shunt est à déterminer en fonction de la résistance interne de l'ampèremètre utilisé.

UNE ALIMENTATION STABILISEE DE 1,5 A 30 V — 3 A

Un dernier montage d'alimentation stabilisée à circuit intégré (fig. III-100) délivrant une tension variable de 1,5 V à 30 V sous une intensité de 3 A, utilise trois transistors et deux circuits intégrés. Le premier circuit est un LM350 K (qui présente beaucoup d'analogies avec le modèle précédent) qui est monté en régulateur et un second circuit intégré de type LM358 qui est monté en amplificateur d'asservissement.

La tension alternative de 26 V environ délivrée par le secondaire du transformateur T est redressée par un pont de type ITT B 40 capable de supporter 5 A. La tension redressée issue de ce pont (ou d'un pont équivalent) est appliquée au collecteur du transistor « ballast » 2N3055 dont l'émetteur est monté en série avec l'entrée du circuit intégré régulateur LM350 K. La sortie de ce dernier va directement à la borne de sortie (+ 1,5 à + 30 V). Un transistor driver de type 2N2219 est monté suivant le schéma Darlington afin de commander la base du 2N3055, mais la base de ce driver est elle-même commandée par la sortie du demi-LM358 monté en amplificateur d'asservissement, dont l'entrée est commandée à partir de la tension de sortie afin que les variations de la tension de sortie servent de signal de commande de l'asservissement. De même la seconde moitié du LM358 est monté en amplificateur qui commande le circuit de régulation du LM350 K vu précédemment. Cette alimentation est donc doublement régulée, d'une part à partir du transistor « ballast » 2N3055 commandé par une chaîne amplificatrice d'asservissement et d'autre part par le circuit intégré régulateur LM350 K qui est lui aussi commandé par une

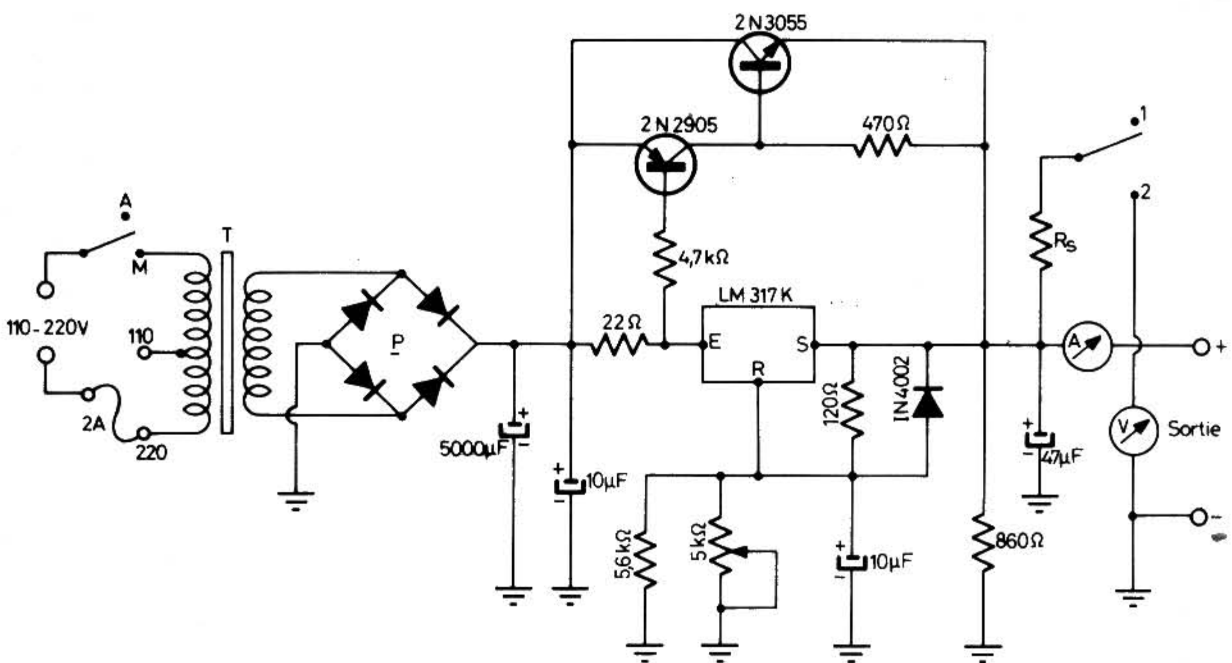


Fig. III-99. — Alimentation stabilisée, à 25 V (3 A).

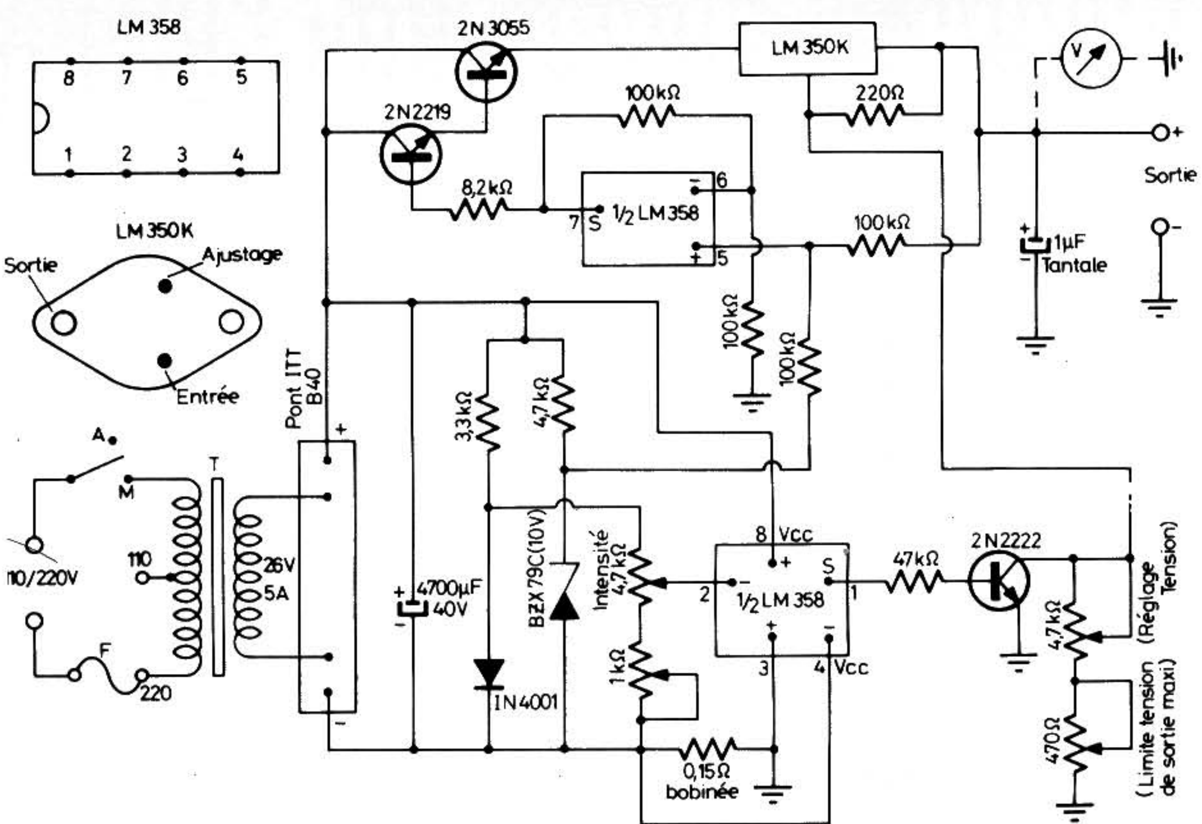


Fig. III-100. — Alimentation stabilisée, 1,5 à 30 V (3 A).

seconde chaîne amplificatrice d'asservissement. Une diode zener de 10 V (modèle BZX 79 C) fixe la tension de référence par rapport à laquelle les dispositifs d'asservissement réagissent. Des potentiomètres montés en résistances variables permettent d'ajuster les conditions de polarisation des circuits intégrés utilisés, tandis qu'un potentiomètre de 4,7 kΩ permet de faire varier la tension de sortie suivant les besoins ou les nécessités. De la même manière, un potentiomètre de 4,7 kΩ permet d'ajuster le réglage d'intensité maximale. Enfin, le potentiomètre de 470 Ω, monté en résistance ajustable, permet de doser la valeur de la tension de sortie maximale que l'on souhaite obtenir (par exemple 30 V). La réalisation pratique de cette alimentation stabilisée à hautes performances pourra se faire sous forme d'un coffret métallique de dimensions : 200 × 120 × 120 mm et son poids sera de l'ordre de 4 kg, tout compris.

La radio-goniométrie sportive

Encore appelée « chasse au renard », la radio-goniométrie sportive est une activité (passionnante pour certains) qui consiste à retrouver en un minimum de temps un émetteur de petite puissance dissimulé dans la nature. Chaque participant utilisera à cette fin un récepteur portatif muni d'un système de cadre permettant de trouver avec le maximum de précision la direction de l'émetteur et de relèvement en relèvement arriver jusqu'à la cache de l'émetteur (généralement dissimulé dans une souche d'arbre, dans une cavité naturelle ou toute autre cache laissée à la libre initiative des organisateurs !) L'émetteur utilisé est dans la plupart des cas une petite balise qui émet automatiquement un signal facilement reconnaissable : par exemple deux lettres morses qui se répétent inlassablement. De tels émetteurs peuvent fonctionner sur différentes gammes de fréquences (HF ou VHF) mais rien n'empêche à priori de pratiquer ce sport sur le 27 MHz si l'émetteur utilisé n'est pas trop puissant ou sur la bande 28 à 30 MHz dans les autres cas.

Mais indépendamment de cette radio-goniométrie, dite sportive car elle ressemble à s'y méprendre à du cross-country, il est possible d'utiliser cette technique de repérage à des fins moins sportives telles que le repérage d'émetteurs perturbateurs, voire « pirates » ! La technique reste la même, seule la finalité change !

Nous voudrions donc, avant de clore ce chapitre, présenter quelques montages relativement simples et faciles à réaliser par des amateurs ou par des débutants et qui leur permettront de se familiariser avec cette « chasse au renard » des temps modernes.

La figure III-101 donne deux exemples parmi les plus simples puisqu'ils n'utilisent qu'un seul transistor T. Le circuit accordé d'entrée est constitué par le cadre qui fait office de self en parallèle avec la capacité d'accord de 25 pF. Le signal HF capté par le cadre est donc détecté par la diode 1N34 (ou équivalente) et après découplage HF (5 nF) est amplifié par le transistor T dont l'émetteur va directement à la masse, c'est-à-dire au + alimentation puisque T est du type PNP. Son collecteur est chargé par un simple écouteur individuel (fig. b) ce qui permet à l'opérateur de suivre auditivement les variations du signal émis par l'émetteur inconnu et que l'on recherche. Par contre, la figure a utilise un montage en pont équipé d'un milliam-

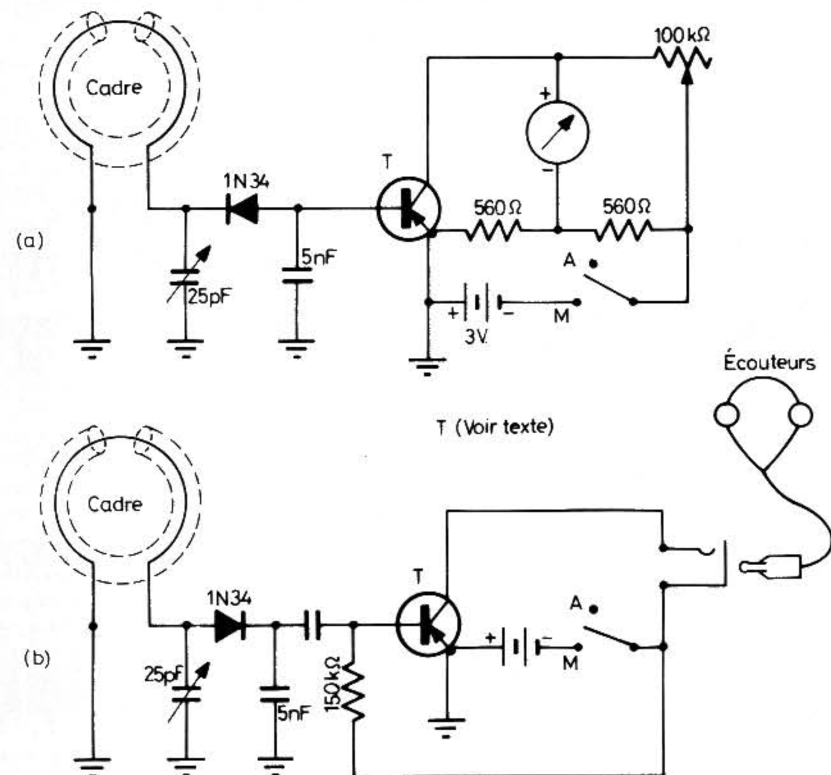


Fig. III-101. — Récepteur simple de radiogoniométrie.

pèremètre de déviation totale 1 mA et qui permet, non plus d'écouter le bip-bip de l'émetteur, mais de visualiser d'une manière beaucoup plus précise les variations de signal. Un potentiomètre de 100 kΩ, monté en résistance variable permet d'équilibrer le pont en l'absence de signal HF. Une simple pile de 3 V suffit à alimenter ce petit récepteur. Sa présentation (fig. III-102) n'est pas critique, mais il est bon de pouvoir tenir dans le creux de sa main le récepteur de telle sorte qu'il soit facile de faire varier l'orientation du cadre. Les dimensions du boîtier utilisé pourront être de : 100 × 60 × 40 mm et son poids de quelques centaines de grammes. En ce qui concerne la réalisation du cadre, on prendra du câble coaxial de 50 Ω et d'un diamètre de 9 ou 10 mm (du câble RG8 U est parfait et facile à trouver). Une coupe d'environ un mètre suffira. On en fera une spire refermée sur elle-même mais présentant deux particularités : au sommet, on supprimera sur 3 ou 4 cm le blindage, ne conservant que l'âme (conducteur central) et son isolant plastique pour lui conserver sa rigidité. A sa base, on placera une prise coaxiale en « T » de telle sorte que le branchement

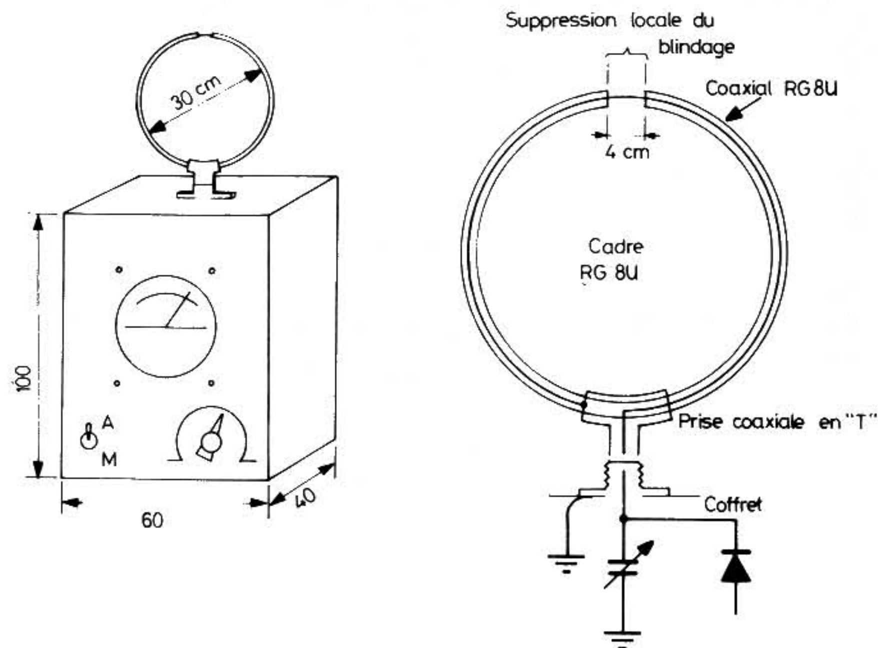


Fig. III-102. — Présentation du radiogoniomètre le plus simple.

du cadre sur le récepteur se fasse au moyen d'une prise femelle coaxiale à vis, fixée sur le boîtier, la prise en « T » étant la prise mâle fixée au cadre. La broche même de la prise ira à l'âme du cadre d'un côté, alors que de l'autre côté, l'âme ira au blindage tel que le montrent le schéma et le croquis. Cela ne doit poser aucun problème de réalisation.

Le transistor utilisé sera de préférence un SK3004 de RCA qui fonctionne admirablement sur la bande 27 à 30 MHz. A défaut de SK3004, il sera tout à fait possible d'utiliser tout autre transistor HF et si possible PNP au germanium disposant d'un gain élevé.

UN RECEPTEUR DE RADIO-GONIOMETRIE TRES SENSIBLE ET DIRECTIF

Le récepteur de radio-goniométrie sportive de la figure III-103 utilise six transistors identiques NPN de type BC108 et une diode varicap BA102 montée en oscillateur local. Il s'agit d'un récepteur super-hétérodyne, doté d'une très bonne sensibilité et d'une excellente efficacité quant à ses repérages. Il fonctionne à partir d'une simple pile de 3 V (ou plus simplement à partir de deux piles de 1,5 V montées en série) et sa consommation est des plus réduites. Conçu par un amateur norvégien, ce récepteur est donc constitué par un étage amplificateur HF, suivi d'un oscillateur local, d'un mélangeur, d'un étage détecteur et d'un amplificateur BF avec, intercalé entre le circuit d'entrée et le dispositif capteur de signal (cadre) un montage atténuateur afin de pouvoir « lever le doute » en cas d'incertitude de direction. Peu de circuits accordés équipent ce récepteur. En fait, seulement trois bobinages seront à confectionner : L_1, L_2 et L_3. Conçu initialement pour la bande des 80 mètres où se pratique très souvent la chasse au renard en Scandinavie, ce montage a été adapté à la pratique de la radio-goniométrie sur 27 ou 28 MHz. Les selfs à réaliser seront donc :

L_1 : c'est en fait le cadre : une grande spire (voir fig. 102).

L_2 : 10 spires de fil émaillé de 0,8 mm bobinées, sur un diamètre de 6 mm (espacement entre les spires de 1/2 mm).

L_3 : identique à L_2.

A titre indicatif, pour faire varier la fréquence de réception, il n'y a pas de CV à tourner mais un simple potentiomètre de 4,7 kΩ à manœuvrer car son curseur commande la diode varicap qui fixe la valeur de la capacité montée en parallèle avec la bobine L_3 qui est la bobine de l'oscillateur local. La résistance de 15 kΩ montée en série avec ce potentiomètre permet de réduire à environ 100 kHz la largeur de la bande à explorer. Si l'on veut élargir cette plage et la porter, par exemple à 500 kHz on pourra réduire cette résistance à environ 10 ou 12 kΩ.

Ce récepteur fonctionne à merveille, mais nécessite beaucoup de soins car il est assez complexe en raison du grand nombre de composants employés. L'inverseur S_1 permet de faire jouer le dispositif dit de « lever de doute » tandis que l'inverseur S_2 met en service ou supprime l'atténuateur HF.

UN RECEPTEUR DE RADIO-GONIOMETRIE A CIRCUITS INTEGRES

L'emploi des circuits intégrés permettant de réduire le nombre des composants, il nous a paru intéressant de mentionner ici le montage de récepteur de radio-goniométrie sportive qui fait usage de trois circuits intégrés, ce qui limite le nombre des semi-conducteurs utilisés en tant que composants discrets, tout en améliorant encore les performances. A titre d'information, ce récepteur équipait l'équipe de France lors des championnats d'Europe de radio-goniométrie qui se déroulèrent en Yougoslavie.

Le schéma de ce récepteur (fig. III-104) montre un premier circuit intégré de type S042P qui est utilisé comme amplificateur HF, oscillateur local et mélangeur. Le signal qui en sort est donc un signal moyenne fréquence qui est amplifié à son tour par le deuxième circuit intégré de type TAA991D suivi par la détection BF et l'amplificateur BF (troisième et dernier CI de type TCA150). Alimenté sous une tension de 9 V (le — étant à la masse) fournie par une simple pile, ce récepteur possède une moyenne fréquence de 9 MHz. L'oscillateur local commandé par une diode varicap de type BB103 permet de couvrir une plage d'environ de 2 MHz (par exemple de 27 à 29 MHz), la diode étant elle-même actionnée par le potentiomètre de 22 kΩ monté en série avec une résistance fixe de 5,6 kΩ. Un circuit de commande automatique de gain apporte un atout supplémentaire à ce récepteur dont les performances sont exceptionnelles et cela est dû aux caractéristiques étonnantes des trois cir-

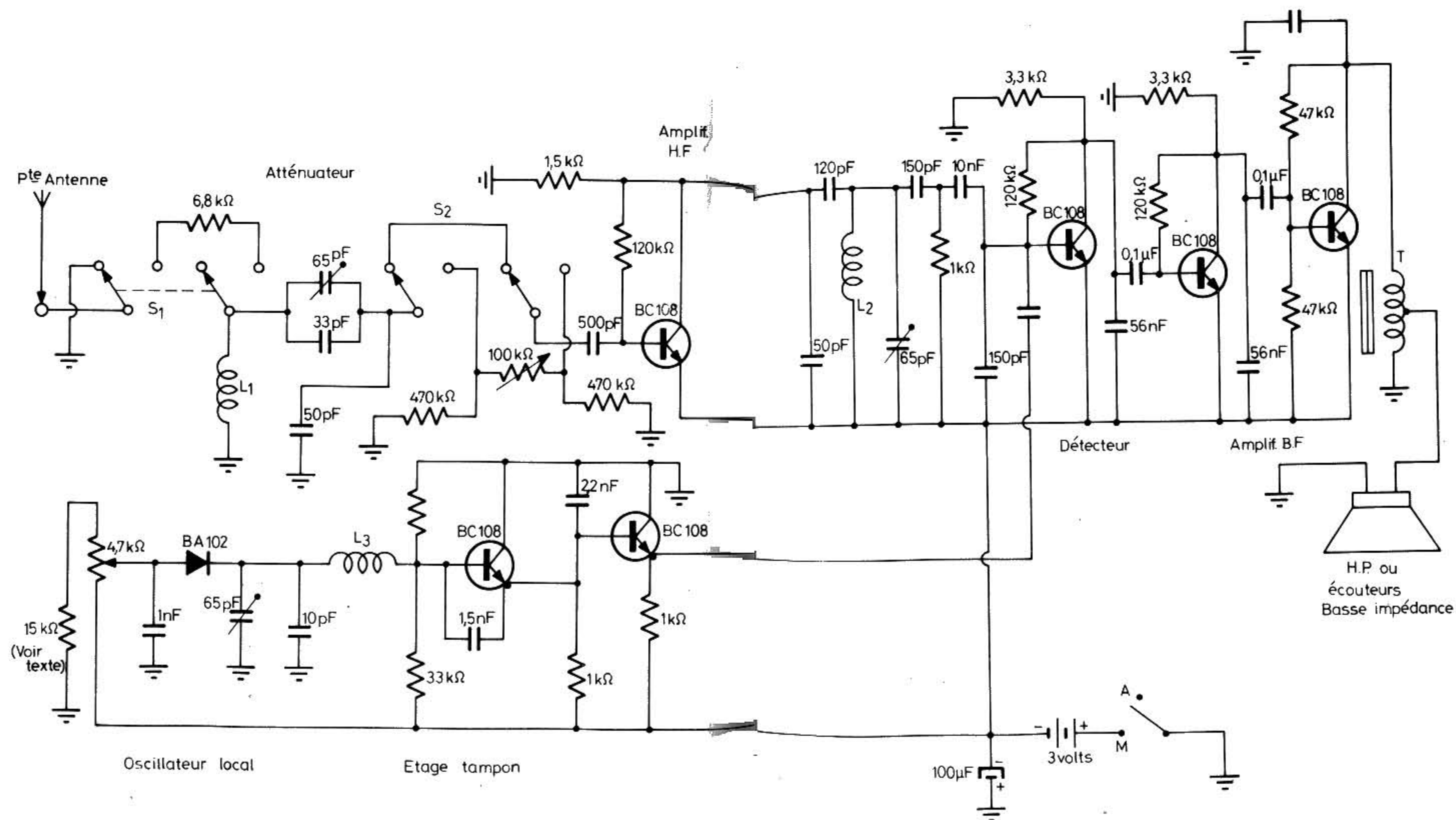


Fig. III-103. — Récepteur de radiogoniométrie très sensible et très précis.

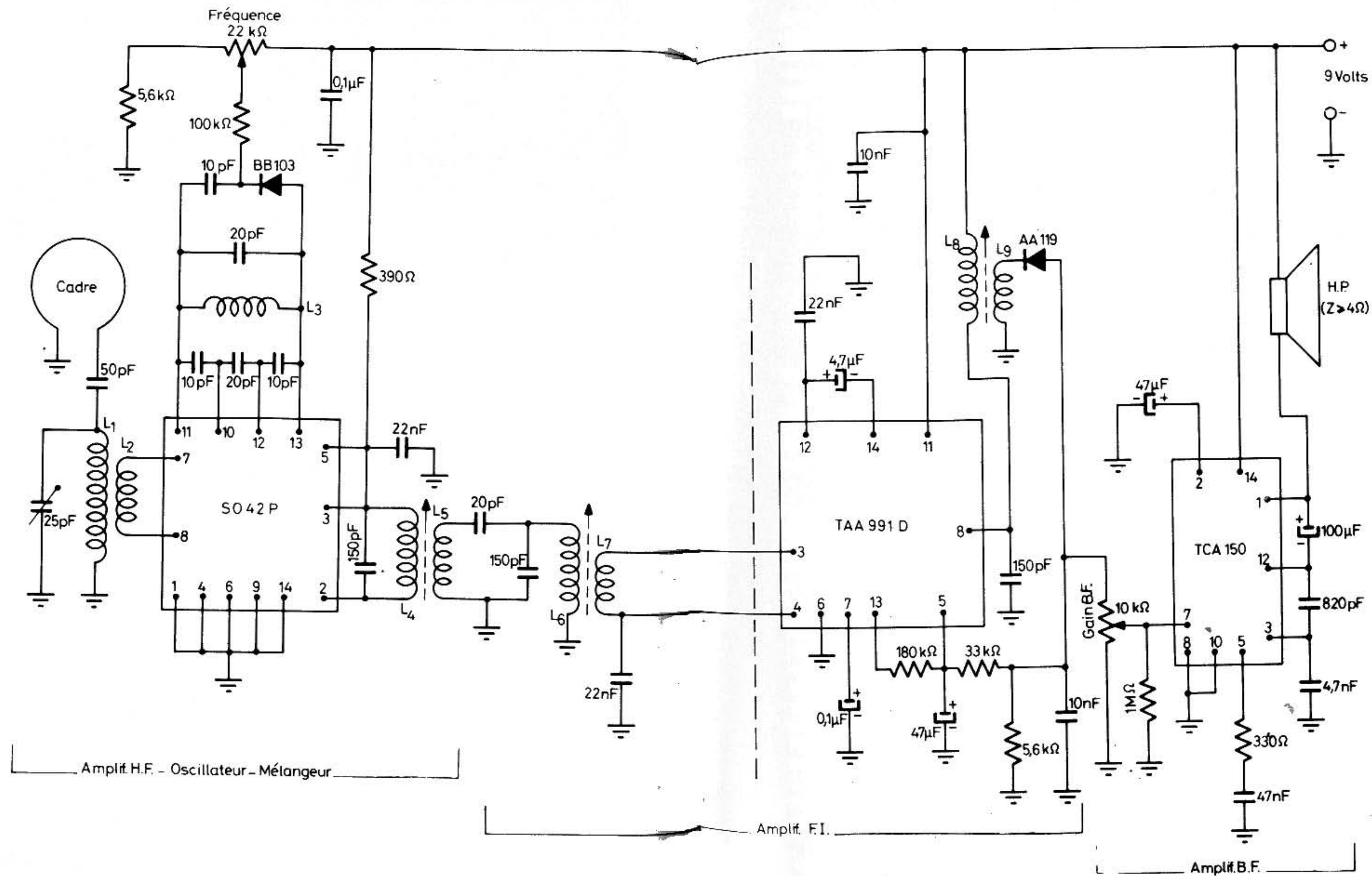


Fig. III-104. — Récepteur de radiogoniométrie à circuits intégrés.

cuits intégrés dont le gain est très élevé. Il sera nécessaire d'apporter un soin tout particulier à l'implantation des composants d'une part et à leur montage d'autre part. Il sera bon de prévoir des blindages entre les étages, ainsi qu'entre le CI TAA991D et le bobinage L_6. Les réglages des bobinages seront effectués au grid-dip et l'on procèdera au réglage de ce récepteur comme on le ferait pour l'alignement d'un récepteur conventionnel ; dernière information : malgré les références peu courantes des trois CI, le prix de revient de l'ensemble est des plus modiques !

En ce qui concerne les bobinages :

L_1 : 15 spires fil de 0,6 mm sur mandrin de 6 mm de diamètre ;

L_2 : 10 spires même fil, couplées côté masse ;

L_3 : 11 spires même fil, mandrin de 6 mm ;

L_4 : 15 spires
L_5 : 2 spires
L_6 : 15 spires
L_7 : 2 spires
L_8 : 15 spires
L_9 : 9 spires
} de fil émaillé de 0,6 mm bobinées sur pots de ferrite modèle : Vogt 10 × 12, réf. : 5140500000

La diode de détection est une AA119 et le circuit intégré amplificateur BF délivre une puissance de sortie très largement suffisante pour exciter un haut-parleur d'impédance supérieure ou égale à 4 Ω. Le boîtier métallique qui contiendra la platine électronique de ce récepteur avec sa pile d'alimentation aura des dimensions modestes :130 × 80 × 40 mm et son poids sera d'environ 500 g.

UNE BALISE AUTOMATIQUE DE 5 W

Un émetteur automatique délivrant une puissance de 5 W peut être intéressant à plus d'un titre ; non seulement, il pourra être utilisé pour des épreuves de radiogoniométrie sportive, mais encore pour de nombreux essais d'antennes, de relevés de rayonnements de mesures de sensibilité de récepteurs, etc.

Une telle balise (fig. III-105) particulièrement fiable peut émettre des tops générés par un circuit intégré de type NE555 dont la fréquence peut varier de 0,1 à 0,5 Hz. Il est également possible de sélectionner, au moyen de l'inverseur S_1 le signal provenant d'un manipulateur ou celui d'un générateur d'indicatif. Ces signaux vont commander l'oscillateur HF par l'intermédiaire du transistor 2N2907. Cet oscillateur fonctionnera sans aucun problème avec quelque type de quartz que ce soit, ce dernier étant inséré entre la base du transistor BC109 et la masse. Le signal HF ainsi produit est amplifié et transmis par le 2N1566 à l'étage de puissance qui est lui-même suivi d'un filtre en « pi » destiné à exciter l'antenne dans les meilleures conditions d'accord et d'adaptation. La puissance HF de cette balise est de 5 W ; cette puissance peut être ramenée à 3 W en plaçant le strap X_1 qui met une résistance de 47 Ω en parallèle avec la résistance de 220 Ω placée entre la base du BD137 et la masse (amortissant ainsi quelque peu l'excitation HF appliquée à l'étage de puissance).

A titre indicatif, les dimensions de la platine sur laquelle tiennent tous les composants (à l'exception cependant de la pile d'alimentation) sont de 70 × 60 mm : cette balise pourra donc tenir dans un paquet de cigarettes (des gitanes par exemple !)

Fig. III-105. — Balise automatique 5 W.

L'alimentation s'effectue sous 12 V (le — étant à la masse). Les quatre bobines auront respectivement :

L_1 : 20 spires fil de 0,6 mm mandrin de 6 mm à noyau de ferrite.

L_2 : 12 spires, prise à la 6e spire, fil de 0,6 mm mandrin de 6 mm à noyau de ferrite.

L_3 : 7 spires, fil de 0,8 mm, mandrin de 8 mm avec noyau de ferrite.

L_4 : 4 spires, fil de 0,8 mm, mandrin de 8 mm avec noyau de ferrite.

Avec ce montage de balise automatique s'achève ce chapitre consacré aux différents circuits d'émission et de réception, ainsi qu'aux équipements annexes permettant d'améliorer les performances des matériels que l'on sera amené à utiliser, soit qu'ils proviennent du commerce, soit qu'ils aient été réalisés dans ce but.

Nous allons aborder maintenant des réalisations commerciales et plus particulièrement des équipements « émetteurs-récepteurs » qu'ils soient du type portatif « talkie-walkie » ou du type mobile, c'est-à-dire des radiotéléphones.

CHAPITRE IV

DESCRIPTION D'EQUIPEMENTS EMETTEURS-RECEPTEURS DU COMMERCE

Ce chapitre, consacré à l'énumération et à la description d'un certain nombre d'équipements émetteurs-récepteurs du commerce, qu'ils soient du type portatif ou « talkies-walkies », du type mobile ou « radiotéléphones » ou du type « stations de base » n'a pas la prétention de passer en revue d'une manière très fine et exhaustive tout ce que peut offrir le commerce en matière de radiocommunications, mais plutôt de présenter une gamme assez variée de matériels courants et disponibles, tout en mettant l'accent sur les particularités, les performances et les résultats que l'on est en droit d'en attendre.

Nous verrons donc successivement et en premier lieu des émetteurs-récepteurs « talkies-walkies », puis des équipements mobiles et enfin des stations de base, accompagnées d'informations concernant les systèmes d'appel sélectif.

Le premier émetteur-récepteur portatif offert par le commerce est également le plus simple. Il n'utilise qu'un seul transistor ! Son schéma (fig. IV-1) est particulièrement simplifié, le transistor fonctionne en récepteur à réaction quand il est en réception (position « R ») et en oscillateur à quartz, modulé en amplitude dans le circuit de collecteur, lorsqu'il est en émission (position « E »). Cet émetteur-récepteur simple et économique a pour nom « Le Benco » et son apparition sur le marché français date de quelques années. Le schéma donne les valeurs des composants et le quartz utilisé est traditionnellement choisi sur 27,120 MHz. Le commutateur émission-réception est un triple inverseur. Le microphone utilisé sera du type « charbon » (ou capsule téléphonique) et l'écouteur pourra être à basse impédance.

L_1 aura 15 spires de fil de 0,6 mm bobinées sur un mandrin à noyau de 15 mm.

L_2 aura 2 spires de ce même fil couplées à L_1 du côté où L_1 est connectée au primaire du transformateur de modulation T.

L_3 aura 10 spires de fil de 10/10 mm bobinées sur un mandrin sans noyau de diamètre 12 mm. L_3 sert de bobine de compensation d'antenne. Le transformateur T aura de préférence un enroulement primaire d'impédance comprise entre 600 et 1000 Ω et un enroulement secondaire d'impédance comprise entre 8 et 300 Ω, suivant l'écouteur utilisé. L'antenne télescopique aura environ un mètre de longueur.

Avec la puissance très faible de cet émetteur-récepteur considéré comme un « jouet » aux yeux de la législation, puissance évaluée à quelques milliwatts, la portée efficace se situe entre 200 et 500 mètres environ. Alimenté sous 9 V, au moyen d'une petite pile sèche, ce très petit talkie-walkie est très séduisant.

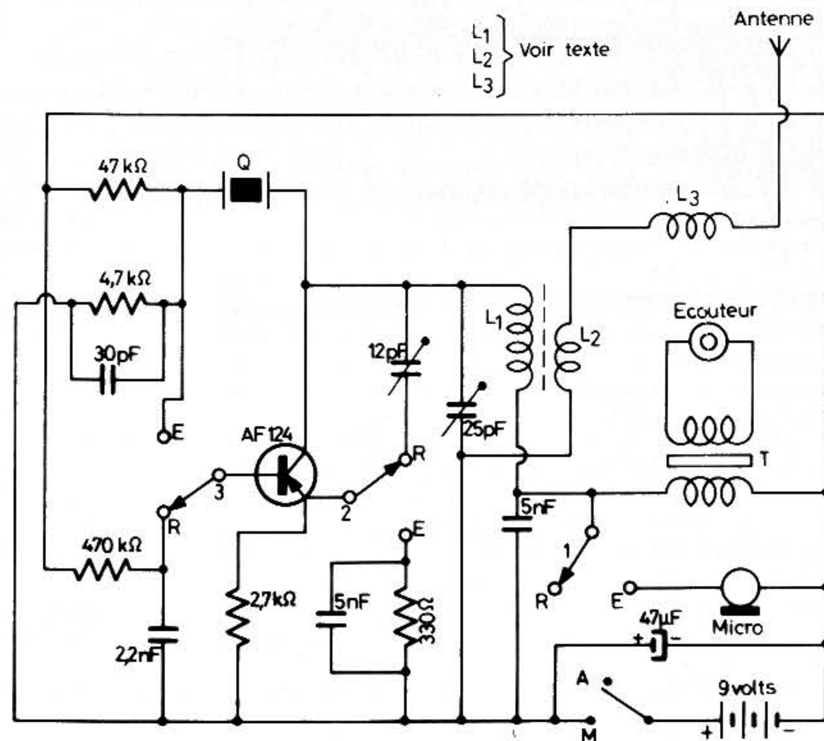


Fig. IV-1. — Le « Benco ».

Un tout petit peu plus évolué que le précédent est cet émetteur-récepteur portatif d'origine italienne qui utilise deux transistors PNP et NPN. Son schéma (fig. IV-2) n'est guère compliqué. Le transistor 2SC34 fonctionne en oscillateur haute fréquence en émission et en détecteur de type reflex en réception. Le transistor AC125 fonctionne en amplificateur BF à la réception et en amplificateur de microphone à l'émission. Un quadruple inverseur assure les commutations d'émission-réception. A noter que cet appareil n'est pas piloté par quartz. Il est donc possible de le faire fonctionner aussi bien sur le 27 MHz que sur toute autre bande de fréquences. Il sera même possible de le faire fonctionner sur une gamme reçue par un récepteur familial (la gamme PO par exemple) et comme la puissance mise en jeu dans l'antenne est très réduite, il ne devrait pas y avoir de problèmes ni avec l'administration ni avec les voisins ! Il est tout de même préférable de le faire fonctionner dans la gamme des 27 MHz. Alimenté sous 6 V, ce petit talkie-walkie permettra d'obtenir des portées de l'ordre de 500 mètres au maximum. La bobine L sera réalisée sur un barreau de ferroxcube de diamètre 8 mm. Le transformateur T_1 sera à choisir en fonction de l'impédance du petit haut-parleur qui servira de microphone à l'émission, tandis

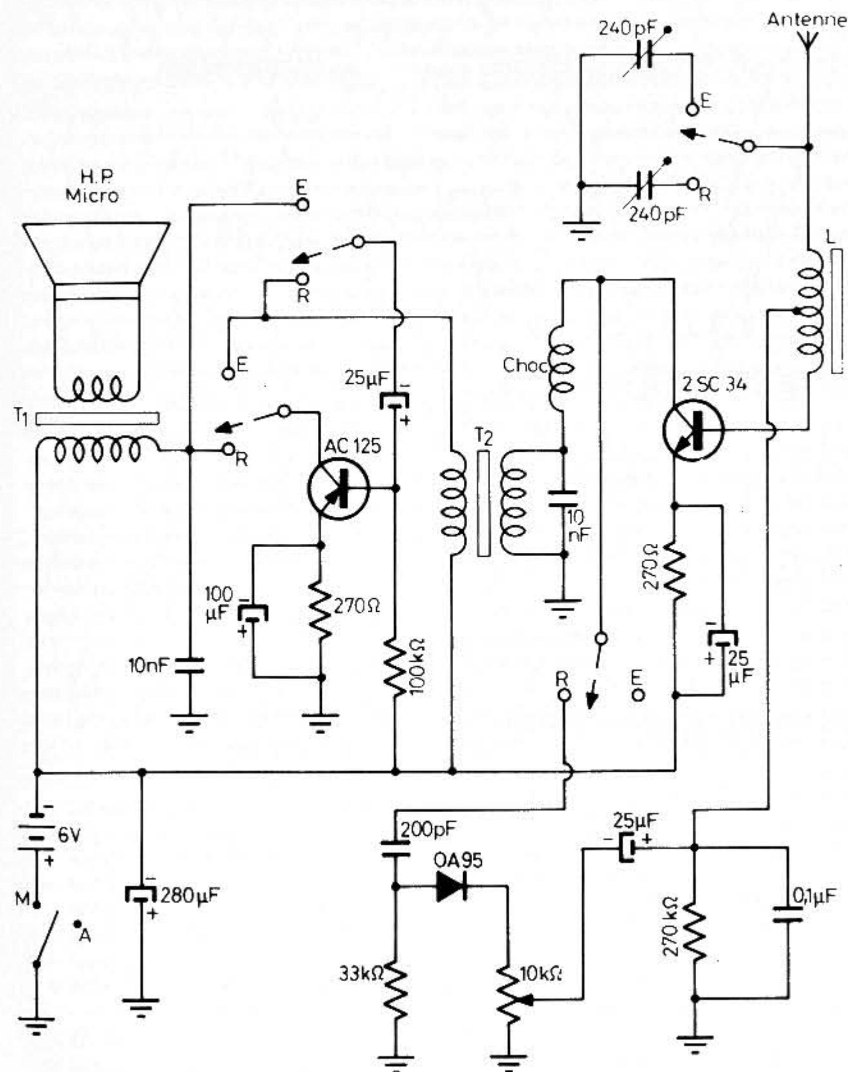


Fig. IV-2. — Emetteur-récepteur d'origine italienne.

que le transformateur T_2 aura un primaire de 20 000 Ω d'impédance et un enroulement secondaire de l'ordre de 1 000 Ω. L'antenne pourra se contenter d'une longueur de 25 à 30 cm seulement. Le gain BF sera dosé au moyen d'un potentiomètre de 10 kΩ monté entre la diode de détection et la masse.

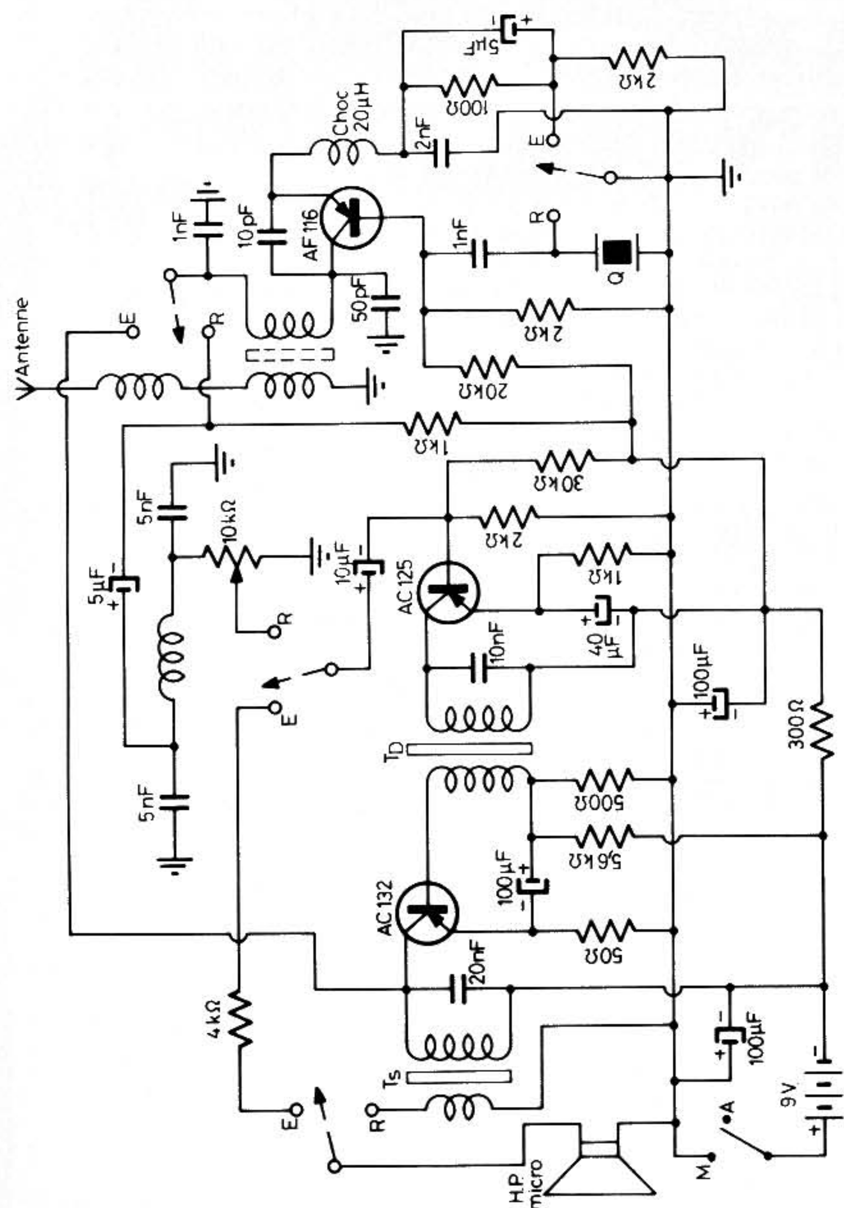


Fig. IV-3. — Talkie-walkie à 3 transistors.

Il s'agit là d'un petit montage intéressant, voire amusant car il est utilisable en dehors de la bande des 27 MHz et pour des débutants, nous ne saurions trop le recommander.

L'émetteur-récepteur miniature à trois transistors que montre la figure IV-3 tient dans le creux de la main. Là encore un seul transistor constitue toute la partie HF. En émission, le AF116 est monté en oscillateur piloté par quartz et modulé en amplitude par la chaîne BF constituée par un amplificateur (AC125) et un étage amplificateur modulateur (AC132). par contre, en réception, le transistor AF116 fonctionne en détecteur à super-réaction et le signal BF est alors amplifié par la chaîne BF qui permet d'exciter le petit haut-parleur, utilisé comme microphone en émission. Le quartz sera choisi dans la bande 27 MHz et servira à piloter l'émetteur. Par contre, en réception, le quartz sera mis hors service et court-circuité. Alimenté à partir d'une pile de 9 V, ce très petit talkie-walkie consomme environ 300 mW en émission et seulement 150 mW en réception. La portée efficace est encore de l'ordre de 500 mètres, voire un peu plus en terrain bien dégagé.

Un autre montage talkie-walkie (fig. IV-4) qui utilise quatre transistors, délivre une puissance antenne d'environ 30 mW HF permettant d'obtenir une portée pouvant atteindre un kilomètre en terrain plat et sans obstacle. Son schéma est encore très simple et le récepteur est complètement séparé de l'émetteur, alors que l'amplificateur BF est utilisé en modulateur en émission et en amplificateur BF en réception. Le transistor monté en détecteur à super-réaction est du type AF116, tandis que le transistor monté en oscillateur à quartz est du type 2N1225. Deux AC125 sont utilisés en cascade dans la chaîne BF. Une pile de 9 V assure l'alimentation. La commutation émission-réception est assurée au moyen d'un quadruple inverseur, à poussoir si possible afin de ne laisser l'appareil en émission que lorsque la pédale est enfoncée. A noter qu'en employant une antenne bien accordée, nous avons pu obtenir une portée allant jusqu'à 3 km en terrain dégagé, ce qui, pour un montage aussi simplifié et aussi rustique, est très encourageant !

Un talkie-walkie beaucoup plus moderne et qui a fait son apparition dans le commerce début 1979 utilise quant à lui cinq transistors NPN au silicium. Un C828 R 89 est monté en détecteur à super-réaction en réception et en oscillateur piloté par quartz en émission. Le schéma de cet appareil (fig. IV-5) avec la valeur des divers composants, montre une particularité qui est la suivante : au moyen d'un bouton-poussoir BP, il est possible de faire osciller la chaîne BF de telle sorte qu'une fréquence de 1500 Hz module l'émetteur. En agissant sur BP à la manière d'un manipulateur de télégraphie il est donc possible d'émettre des messages en morse, sous forme de télégraphie modulée. Ce dispositif est également utilisé comme système d'appel. Un quadruple inverseur assure les différentes commutations nécessaires pour le passage d'émission à réception et vice-versa. Le quartz utilisé à l'émission est généralement taillé pour fonctionner sur 27,125 MHz. Par contre, à la réception, ce quartz est mis hors service. Un potentiomètre de 10 kΩ permet de doser le volume BF et l'alimentation est assurée à partir d'une pile de 9 V. La puissance émise annoncée est de 50 mW mais nous pensons que cette valeur est un peu optimiste ! Le haut-parleur servant aussi de microphone à l'émission est caractérisé par une impédance de 8 Ω et le boîtier plastique tenant très bien dans la main d'un enfant a pour dimensions : 145 × 65 × 40 mm et son poids est d'environ 300 g. Cet appareil qui, aux yeux de l'administration, est considéré comme « jouet » et ne nécessite aucune

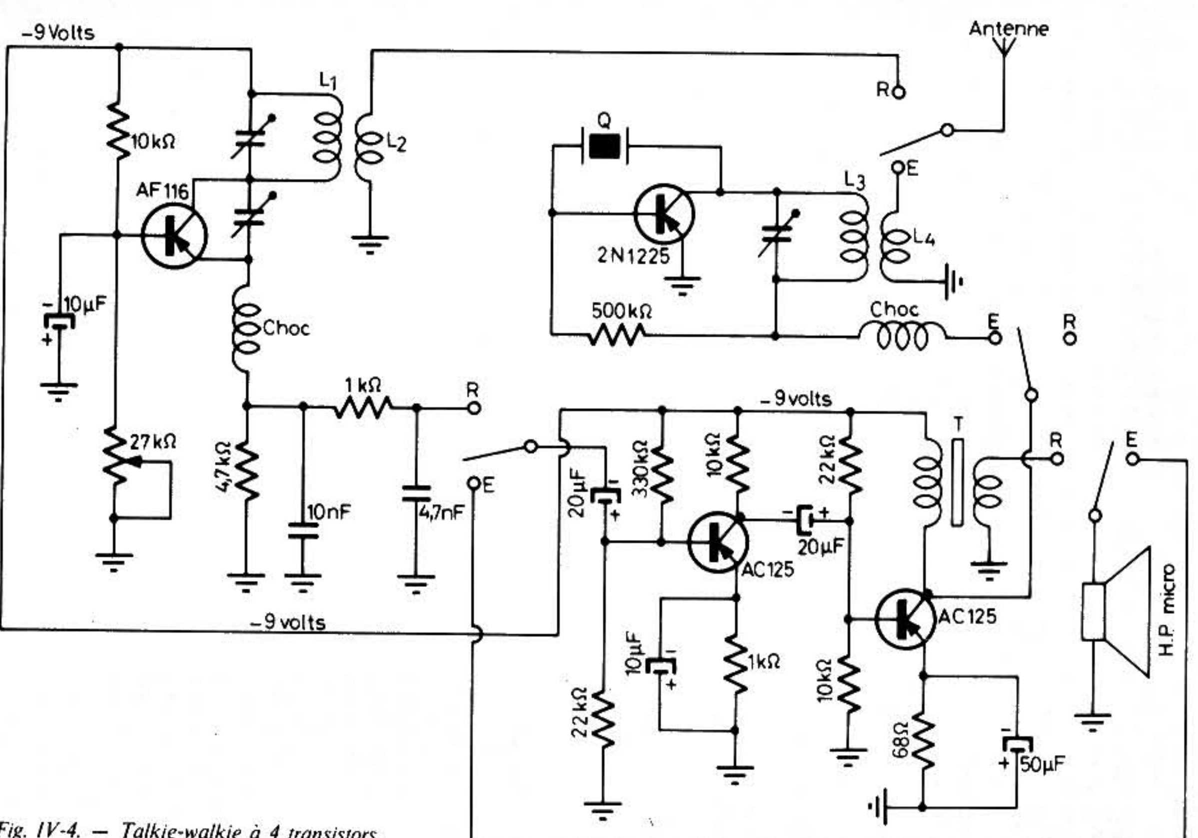


Fig. IV-4. — Talkie-walkie à 4 transistors.

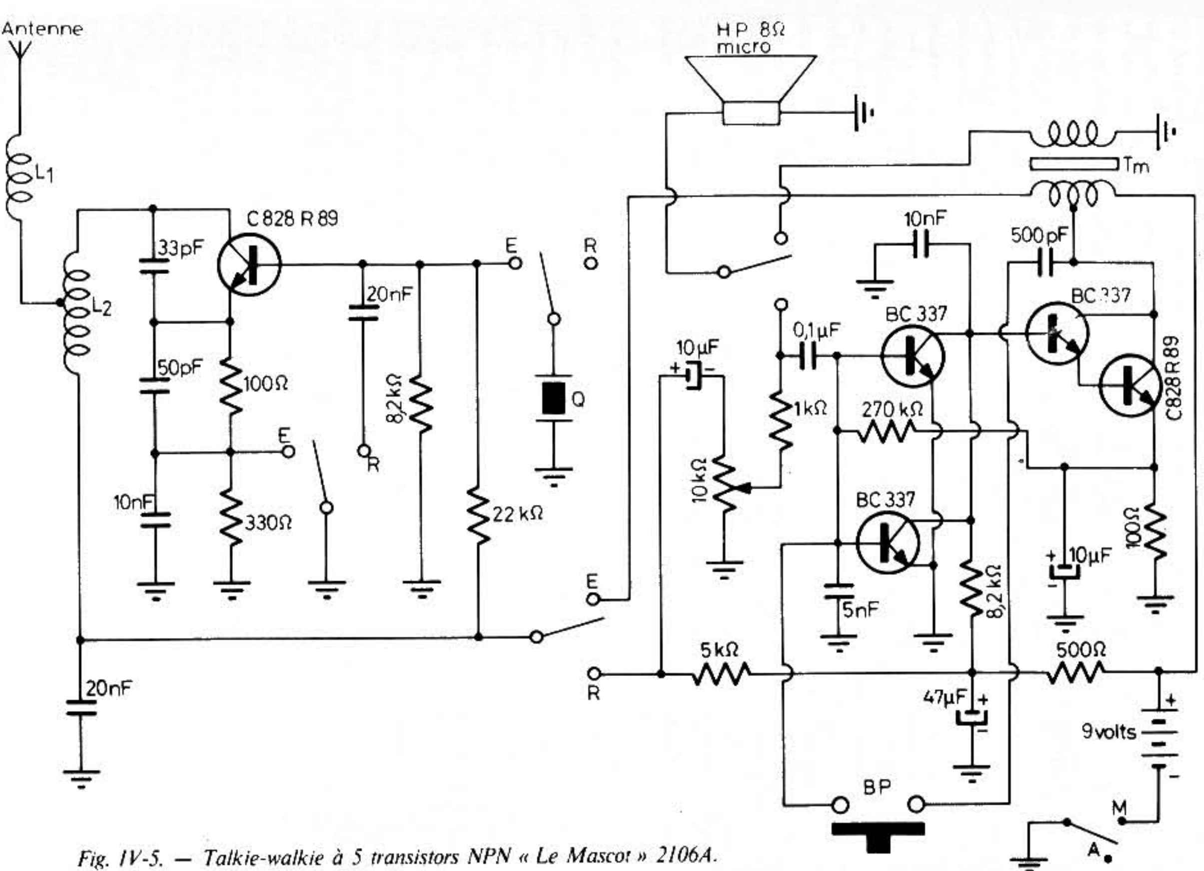


Fig. IV-5. — Talkie-walkie à 5 transistors NPN « Le Mascot » 2106A.

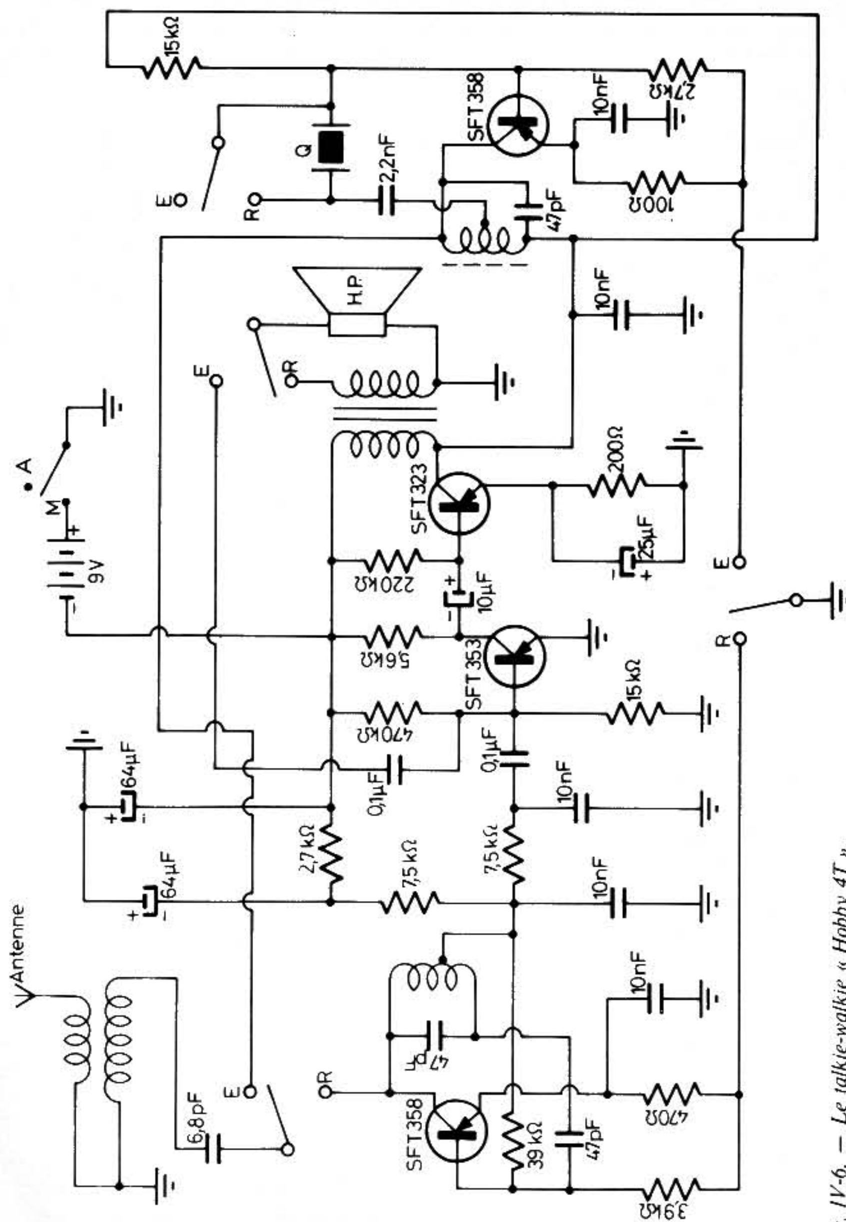


Fig. IV-6. — Le talkie-walkie « Hobby 4T ».

licence d'utilisation, a pour nom : le « Mascot » et ce modèle porte la référence W2106 A. En ce qui concerne la portée efficace obtenue, il nous a été difficile de dépasser 500 mètres en terrain dégagé entre deux appareils identiques. Par contre, le récepteur est assez sensible et à certaines occasions, des liaisons beaucoup plus importantes ont été établies, mais seulement à la réception, car le correspondant, reçu dans de très bonnes conditions, ne nous recevait pas du tout ! Ce talkie-walkie est d'origine japonaise.

Par contre, le « Hobby 4 T » et qui est agréé par les PTT, offre des performances plus séduisantes, bien que n'utilisant que quatre transistors. Son schéma (fig. IV-6) montre que le circuit de réception est séparé et indépendant du circuit d'émission et que seul le modulateur est commun aux deux fonctions. Ce sont des SFT 358 qui sont utilisés pour les deux étages HF tandis que le modulateur est équipé d'un SFT 353 suivi d'un SFT 323. Des liaisons de plusieurs kilomètres ont été réalisées avec une paire de Hobby 4 T. Les dimensions du coffret sont : 165 × 70 × 40 mm et la mise sous tension du récepteur est automatique, lorsque l'on sort l'antenne télescopique. Là encore, c'est une pile de 9 V qui assure l'alimentation de l'appareil. Un quadruple inverseur à poussoir et verrouillage effectue les commutations indispensables. Le quartz servant à piloter l'émetteur est calé sur 27,12 MHz et se trouve court-circuité à la réception. A noter enfin que ce modèle de talkie-walkie est proposé sous forme de « kit » à construire soi-même ou tout monté, prêt à l'emploi.

Les six montages talkies-walkies que nous venons de voir et qui sont ou simples ou très simples, sont tous basés sur un même principe, à savoir : un détecteur à super-réaction à la réception et un émetteur simplifié qui n'est autre qu'un oscillateur à quartz, modulé en amplitude. De ces six montages de base, de très nombreuses variantes ont pu être tirées et donner lieu à une profusion de gadgets ou de jouets distribués un peu partout dans le monde. Quels que soient les transistors utilisés, qu'ils soient PNP ou NPN, que la puissance de sortie soit de 5 mW ou de 30 mW, on retrouvera toujours à peu de chose près le même schéma, avec quelques variantes éventuelles, mais ce seront toujours des appareils destinés aux loisirs (des enfants ou des adultes) et dont la portée ne sera jamais très importante.

Mais il est d'autres montages d'émetteurs-récepteurs portatifs beaucoup plus sophistiqués, plus puissants, plus sensibles et offrant des performances qui n'ont rien de commun avec celles des montages simplifiés à l'extrême que nous venons de voir !

Le radiotéléphone portable à six canaux Elphora Pace BI 155 entre dans la catégorie des matériels dits « professionnels ». Sa puissance de sortie antenne est de 5 W et le nombre de canaux disponibles sur l'appareil est de six (c'est-à-dire conforme à la norme de l'administration). Son schéma (fig. IV-7) est naturellement plus complexe que les montages précédents. Il s'agit d'une réalisation à transistors et circuits intégrés dont la partie réception est un double changement de fréquence (donc très sensible et sélectif) et dont l'émetteur est du type à trois étages HF à savoir : un pilote, un étage tampon-driver et un amplificateur de puissance délivrant 5 W en sortie d'antenne. Les transistors utilisés sont au silicium et de technologie NPN. Alimenté sous 12 V au moyen de piles ou de batteries cadmium-nickel rechargeables, cet appareil peut également être alimenté à partir de la prise allume-cigare d'un véhicule, soit pour recharger les batteries incorporées dans l'appareil, soit pour les économiser en périodes de trafic. Un filtre à quartz améliore encore la sélectivité en

Fig. IV-7. — Emetteur-récepteur BI155 « Elphora » (5 W 6 canaux).

Fig. IV-8. — Aspect du radiotéléphone BI155.

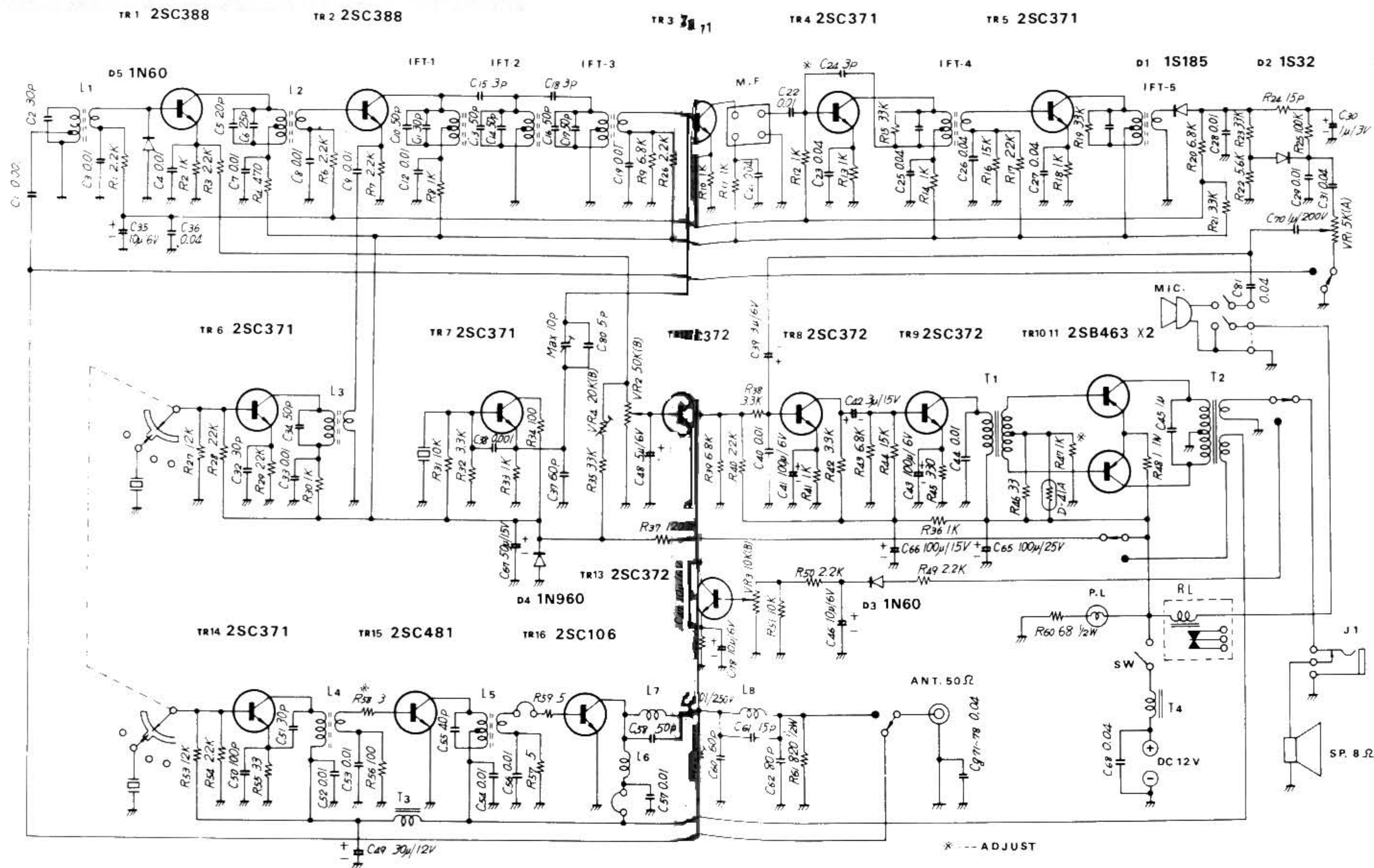


Fig. IV-9. — Le « Belcom » OF-675/C.

réception. En fait, ce talkie-walkie est une amélioration du modèle BI125 qui ne disposait que de trois canaux et de 3 W. La portée efficace du BI155 est de plusieurs kilomètres et ceci dans d'excellentes conditions de communicabilité. L'appareil dispose de deux niveaux de puissance, afin de limiter la puissance de sortie pour des liaisons à courte distance (inférieures à 2 km) et de ne fonctionner à pleine puissance que pour des liaisons nécessitant les 5 W (distances supérieures à 2 km).

Sur la position « puissance maximale » la portée efficace est supérieure à 5 km (tout en restant très confortable) et sur des terrains bien dégagés. La portée peut atteindre une vingtaine de km voire plus, et surtout si l'on utilise une antenne extérieure de qualité. La capacité de la batterie rechargeable incorporée à l'appareil est de 600 mAh, ce qui assure une autonomie de plusieurs heures de trafic intense. A noter que le nombre de charges — décharges — recharges d'une telle batterie est supérieur à 500 fois, ce qui constitue une solution très économique. La figure IV-8 montre l'aspect du boîtier avec ses différents organes, qui sont respectivement :

— une antenne télescopique (1);

— une prise pour antenne extérieure (12);

— un inverseur : puissance faible — puissance forte (3);

— un poussoir pour appel sonore (5);

— un potentiomètre de volume sonore et marche-arrêt (6);

— un commutateur de canaux à 6 positions (7);

— un potentiomètre de réglage de squelch (circuit de silence): (8);

— un galvanomètre indiquant le niveau de charge de la batterie et le niveau de signal HF reçu (S-mètre): (9);

— une pédale d'émission-réception (10);

— un haut-parleur servant aussi de microphone (11);

— une prise pour haut-parleur extérieur d'impédance 8 Ω (14);

— une prise pour microphone extérieur (15);

— une prise pour chargeur de batterie ou alimentation extérieure (16);

— un compartiment batterie (17).

Les dimensions hors tout de cet appareil : 270 × 90 × 70 mm en font un talkie-walkie très maniable et sa fiabilité tant mécanique qu'électrique est à mentionner comme étant un atout supplémentaire.

Assez voisin du BI 155 de chez Elphora on trouve le OF 675 C de Belcom qui est un émetteur récepteur portatif délivrant également 5 W et muni de 6 canaux. De conception plus ancienne, il utilise une très grande majorité de transistors NPN au silicium et seulement deux transistors PNP pour l'étage de puissance BF. Son schéma (fig. IV-9) est celui d'un récepteur à double changement de fréquence muni de filtre à quartz (analogue au BI 155) et quant à l'émetteur on y trouve trois étages : pilote, étage tampon et amplificateur de puissance. Le modulateur n'est autre que l'amplificateur BF servant à la réception et commuté pour moduler l'étage driver et l'étage final en amplitude. Les performances que l'on peut attendre de cet appareil seront donc à peu de choses près identiques à celles qui caractérisent le B.I. 155 vu plus haut et nous n'y reviendrons pas.

Afin de pouvoir comparer les différents modèles de talkie-walkies fonctionnant sur 27 MHz et disponibles dans le commerce, sans pour autant vouloir s'ériger en juges, notre but n'étant pas là, nous donnons ci-dessous les caractéristiques essentielles d'un certain nombre d'appareils qui nous ont paru représentatifs. Cette liste n'est nullement exhaustive et nous ne saurions présenter ici tous les appareils offerts sur le marché : ils sont beaucoup trop nombreux !

LE TALKIE-WALKIE GREAT GW 108

Le GW 108 est à considérer comme un walkie-talkie ne nécessitant pas de licence en raison de sa faible puissance. Il comporte 4 transistors et permet des liaisons de l'ordre du km en terrain bien dégagé, fonctionnant sur la fréquence de 27,125 MHz. Il est alimenté à partir d'une pile de 9 V. Son haut-parleur mesure 55 mm de diamètre et son impédance est de 8 Ω. Les dimensions du GW 108 sont : 155 × 65 × 41 mm et son poids de 225 g en font un appareil très maniable. Son boîtier est de couleur beige et la face avant reçoit une grille de protection en matière plastique noire. Tout comme le Mascot dont nous avons donné le schéma plus haut, le GW 108 possède un système d'appel sonore pouvant assurer une manipulation morse en télégraphie modulée.

Les appareils suivant nécessitent tous une licence pour à leur utilisation : nous les présentons par ordre de puissance antenne croissante.

LE SONY MODÈLE ICB 170

Equipé d'un seul canal et délivrant quelques centaines de milliwatts, le ICB 170 de Sony est un appareil très compact : dimensions : 56 × 203 × 40 mm et très esthétique. Son poids est de 340 gr et son alimentation est assurée par une pile de 9 V incorporée. Sa protection est excellente en raison d'un montage à base de caoutchouc qui protège le boîtier. Sa portée est estimée à 1 ou 2 km.

LE TS 912 G DE SOMMERKAMP

Equipé de deux canaux et délivrant 200 mW, le TS 912 G utilise un récepteur super hétérodyne, alimenté en 12 V, cet appareil a comme dimensions : 63 × 180 × 50 mm et son poids est de 500 gr. Il possède un appel sonore et ses dimensions le rendent très compact. Sa portée est là encore de 1 à 2 km.

LE P 502 DE ZODIAC

Une puissance de sortie de 500 mW et deux canaux caractérisent le P 502 qui utilise un récepteur super hétérodyne. Son alimentation s'effectue en 9 V, au moyen de six piles de 1,5 V incorporées. Ses dimensions : 67 × 180 × 45 mm et son poids : 610 gr avec ses piles en font également un appareil très compact. Sa portée est évaluée à 2 ou 3 km.

LE TS 5606 G DE SOMMERKAMP

Avec ses six canaux et une puissance de sortie de l'ordre du watt, cet appareil est alimenté sous 15 V au moyen de 10 piles de 1,5 V incorporées. Ses dimensions :

75 × 230 × 40 mm et son poids de 1 kg avec ses piles le rendent beaucoup moins compact ! Un dispositif d'appel sonore et un écrêteur de bruit de fond sont à porter à l'actif du TS 5606 G. Sa portée est évaluée à 3 ou 4 km.

LE H21 DE HANDIC

Une puissance de 1 W et deux canaux, une alimentation sous 12 V, des dimensions de : 75 × 220 × 50 mm et un poids de 530 g caractérisent le H 21 qui n'est pas très compact, mais qui présente la particularité de pouvoir être placé dans un berceau, en l'alimentant à partir de la batterie d'un véhicule et en utilisant un amplificateur BF extérieur. Il est muni, en outre, d'un indicateur de charge de batteries. Sa portée est estimée à 3 ou 4 km.

LE CB 36 C1 DE PONY

Délivrant 1,5 W et disposant de deux canaux, le CB 36 C 1 est alimenté sous 12 V (8 piles de 1,5 V) et ses dimensions : 262 × 94 × 67 mm et son poids de 1,26 kg ne le rendent pas particulièrement logeable dans la poche, mais son efficacité est certaine. (5 km).

LE P 1603 DE ZODIAC

Sa puissance de 1,6 W et le nombre de 3 canaux, une alimentation sous 9 V à partir de 6 piles de 1,5 V, ses dimensions de 67 × 180 × 45 mm et son poids de 650 g avec ses piles en font un appareil très efficace et particulièrement compact. Sa portée est de l'ordre de 5 à 6 km.

LE H 32 DE HANDIC

Version plus puissante du H 21, le H 32 délivre 2 W et dispose de 3 canaux. Ses dimensions : 75 × 220 × 50 mm sont les mêmes que celles du H 21 et son poids est également de 530 g. Ses possibilités d'utilisation dans un berceau restent valables mais sa portée est légèrement accrue : 5 à 6 km.

LE TS 510 GT DE SOMMERKAMP

Une puissance de 2 W, trois canaux, une alimentation sous 12 V à partir de 8 piles de 1,5 V de type « Pen-Lite », des dimensions de : 90 × 220 × 45 mm et un poids de 1 kg avec ses piles, le TS 510 GT est muni d'un Vumètre de contrôle des piles. Sa portée se situe entre 6 à 8 km.

LE P 3003 DE ZODIAC

3 W, trois canaux, alimenté sous 12 V par 8 piles de 1,5 V, le P 3003 a pour dimensions : 90 × 215 × 40 mm et un poids de 1,1 kg avec ses piles. Un indicateur de charge des batteries ainsi qu'un microphone extérieur viennent compléter cet appareil dont la portée est estimée à une dizaine de km.

LE H 43 C DE HANDIC

3 W, quatre canaux, alimenté sous 12 V, des dimensions de 75 × 220 × 50 mm et un poids de 550 g (toujours le même coffret que pour le H 21 et pour le H 32) caractérisant cet appareil qui possède en outre un système d'appels sélectifs, un indicateur de batterie et un voyant d'alarme. En raison de ses dimensions, de son poids et de ses performances, le H 43 C est un très bon compromis qui allie le boîtier compact avec l'efficacité. Sa portée est de l'ordre de 10 bons km.

LE BI 125 DE PACE

3 W, trois canaux, alimenté sous 12 V par 8 piles de 1,5 V ou par un accumulateur rechargeable, le BI 125 a comme dimensions : 250 × 78 × 56 mm et un poids de 600 g ; un appareil compact et efficace dont la portée est supérieure à 10 km.

LE TC 302 DE TOKAI

3 W, un seul canal, alimenté sous 9 V par 6 piles de 1,5 V, le TC 302 a comme dimensions 185 × 75 × 45 mm et un poids de 490 g. Très compact et léger, le TC 302 ne souffre que d'un seul défaut : un seul canal ! Sa portée est supérieure à 10 km.

LE BI 155 DE PACE

5 W, six canaux, alimenté sous 12 V, le BI 155 a été détaillé plus haut dans ce chapitre. Ne pouvant pas être classé dans les appareils compacts, le BI 155 est par contre très efficace quant aux résultats que l'on est en droit d'en attendre. Une portée pouvant atteindre une vingtaine de km.

LE ICB 300 W DE SONY

5 W, un seul canal, alimenté sous 12 V par 8 piles de 1,5 V ou à partir du secteur, ses dimensions sont : 66 ×280 × 86 mm et son poids de 1,09 kg. Le ICB 300 W est en outre muni d'un galvanomètre à deux fonctions : S-mètre à la réception et état des piles. Un appareil, comme toujours chez Sony, très esthétique, et dont la portée est de l'ordre de 20 km, mais son défaut majeur tiend à son seul et unique canal !

LE TC 606 DE TOKAI

5 W, six canaux, une alimentation sous 12 V par 8 piles de 1,5 V, des dimensions de 250 × 80 × 55 mm et un poids de 1,75 kg caractérisant le TC 606 qui est loin d'être compact, mais dont l'efficacité est certaine et ses 6 canaux lui apportent un champ d'utilisation des plus larges.

LE H 65 C DE HANDIC

5 W, six canaux, une alimentation sous 12 V et des dimensions de 75 × 220 × 50 mm pour un poids de 585 g en font, à notre avis l'appareil le plus compact et le plus léger compte tenu de ses performances et de son efficacité : une portée supérieure à 20 km. Le H 65 C regroupe les avantages des modèles H 43 C et H 32 du même fabricant.

LE P 5006 DE ZODIAC

5 W, six canaux, une alimentation sous 12 V à partir de 8 piles de 1,5 V ; des dimensions de 85 × 250 × 60 mm et un poids de 1,15 kg avec ses piles, font de cet appareil un émetteur récepteur efficace doté d'une portée supérieure à 20 km dont le renom n'est plus à faire.

***

A cette liste, nous voudrions ajouter la description sommaire de cinq appareils qu'il nous a semblé intéressant de mentionner en raison de leurs caractéristiques, ce sont :

LE P 3606 DE TRANSVAL

Une puissance alimentation de 3,5 W, six canaux, un boîtier tout métal, un voyant de réception, un témoin d'usure des piles, un squelch automatique et un signal sonore d'appel, caractérisant cet appareil qui utilise 16 transistors et 13 diodes, dont la puissance de sortie HF efficace est de 2 W, et dont la sensibilité à la réception est meilleure que 1 μV pour un rapport signal/bruit de 10 dB.

LE SHASTA I DE SBE

5 W et six canaux avec les accessoires généralement disponibles sur les appareils de cette classe. Assez trapu, mais efficace et d'un emploi courant, le Shasta I est intéressant à connaître.

LE SHASTA II DE SBE

Version simplifiée du Shasta I, le Shasta II n'offre que 3 W et 3 canaux, mais il est aussi trapu et aussi lourd !

LE TS 5606 DE SOMMERKAMP

5 W, six canaux, un boîtier métallique, une sensibilité à la réception de 0,36 μV pour un rapport signal/bruit de 10 dB (ce qui est excellent), un appel sonore, un circuit de squelch, un S-mètre servant aussi au contrôle de l'état des piles ainsi qu'à la puissance de sortie HF, ce talkie-walkie « professionnel » est doté d'un circuit destiné à réduire la consommation de courant et d'un écréteur de bruit de fond et peut être muni d'un dispositif d'appel sélectif, ainsi que d'un combiné haut-parleur micro extérieur.

Radiotéléphones mobiles

Tous les émetteurs-récepteurs portatifs que nous venons d'énumérer fonctionnent en modulation d'amplitude mais il est d'autres appareils dont le côté professionnel est plus affirmé et qui fonctionnent sur la bande 27-28 MHz mais également sur les bandes VHF de 132 à 174 MHz et sur les bandes UHF de 420 à 470 MHz en modulation de fréquence. Le prix de tels équipements est beaucoup plus élevé, mais les performances que l'on est en droit d'en attendre sont, elles aussi, beaucoup

plus attractives ! La technologie est à son tour plus évoluée et si la puissance HF que l'on rencontre sur ce type de talkies-walkies se situe aux environs de 6 W (pour le haut de gamme) pour un nombre de canaux maximal de 6 (tout comme en AM), les utilisateurs sont beaucoup plus exigeants et à titre indicatif, nous montrons (fig. IV-10) un exemple d'origine américaine délivrant 6 W, avec six canaux et fonctionnant en FM. L'alimentation sous 12 V est assurée par une batterie cadmium-nickel rechargeable et la technologie employée est celle de modules enficheables (micro-modules blindés) qui assurent une très haute fiabilité et une extrême facilité de maintenance. A noter qu'un tel émetteur-récepteur portatif emploie 14 modules et qu'il est très facile de réparer un défaut de fonctionnement puisqu'il suffit de changer les modules, un à un jusqu'à ce que tout rentre dans l'ordre et le module incriminé est tout simplement renvoyé à son fabricant ! Ce type d'appareils est très recherché par les utilisateurs exigeants, tels que les services de police ou par les services d'ordre. La figure IV-11 montre la disposition interne des modules enficheables utilisés dans l'appareil photographié en IV-10.

Un tel émetteur-récepteur est très sophistiqué et sa description plus détaillée n'entre pas dans le cadre de cet ouvrage.

Les émetteurs-récepteurs utilisés en mobile, peuvent être, bien évidemment des « talkies-walkies » qui seront connectés à la batterie du véhicule et qui utiliseront une antenne extérieure à la carrosserie, quand toutefois cela sera possible, mais notre but est de présenter maintenant quelques modèles d'appareils typiquement « mobiles » et conçus pour fonctionner à bord d'un véhicule ou d'un navire.

Nous n'avons pas cité ici les nombreux appareils « CB » proposés sur le marché, la nouvelle réglementation française n'en permettant plus la diffusion.

Comme la diversité des appareils mobiles est moindre qu'en ce qui concerne les appareils portatifs, notre liste de référence sera elle aussi simplifiée ! Nous la résumons ainsi :

LE CB80 BST DE PONY

Utilisant des circuits intégrés, le CB80 délivre 3 W et dispose de 6 canaux et son squelch est réglable comme sur la plupart des modèles. Un système d'appel sélectif est prévu en option.

LE BRUTE DE SBE

Radiotéléphone compact de 5 W et équipé de 6 canaux ; un appel sélectif incorporé est en option.

LE CAPRI II DE SBE

Radiotéléphone de 5 W et 5 canaux ; appel sélectif incorporé en option.

LE TS600 G/OC DE SOMMERKAMP

Cet émetteur-récepteur mobile à 6 canaux, délivre une puissance de 2 W ; muni d'un système d'appel, sa sensibilité est de 0,5 μV pour un rapport signal/bruit de 10 dB.



Fig. IV-10. — Talkie-walkie FM 6 W professionnel.

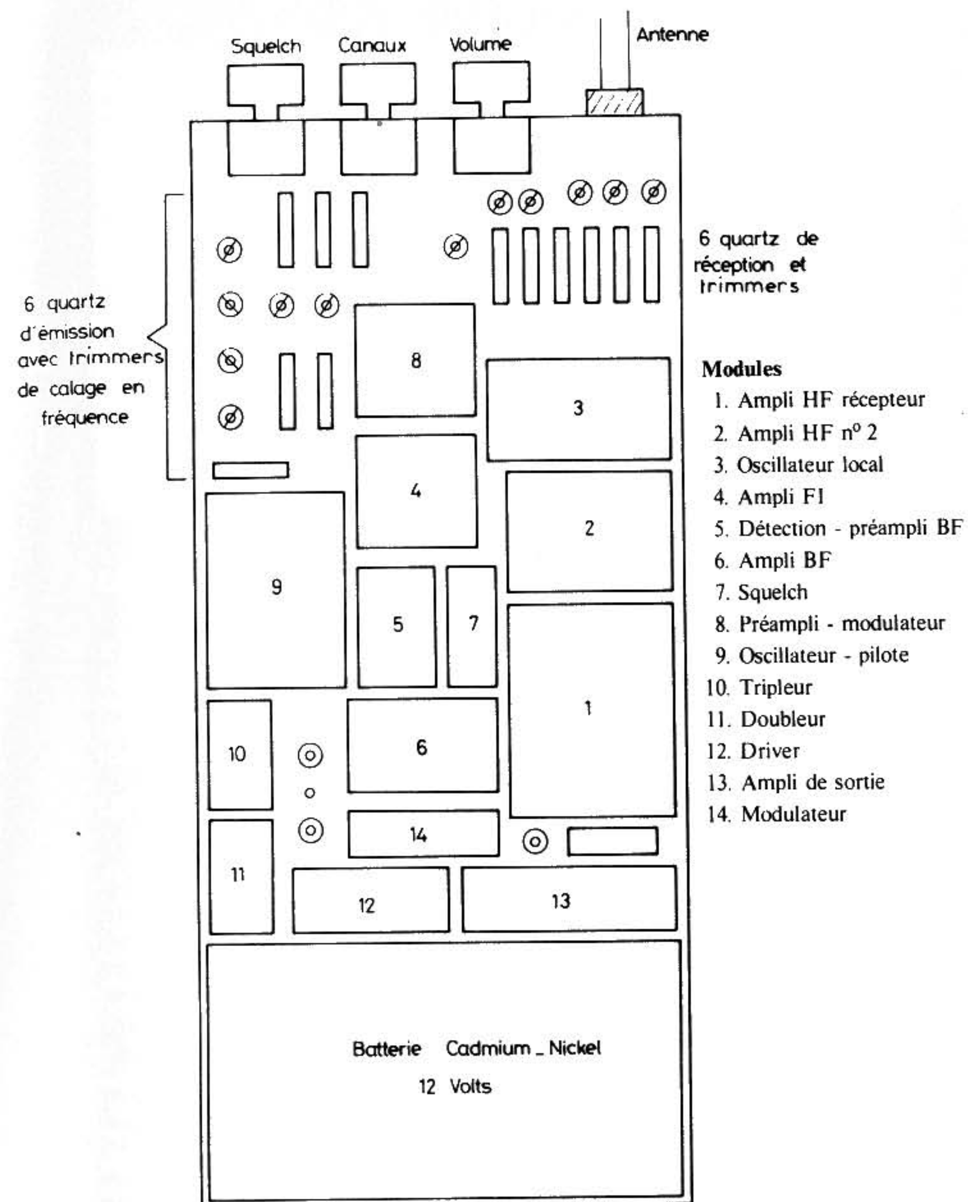


Fig. IV-11. — Disposition des modules enfichables internes.

LE HC1 DE RIO INTERNATIONAL

Cet émetteur-récepteur 27 MHz a la particularité de pouvoir recevoir en outre les émissions de la bande PO et celles de la bande FM. Associé avec un autoradio, le HC1 présente donc cette originalité et ses principales caractéristiques sont les suivantes :

Récepteur FM

sensibilité : 5 μV ;
bande reçue : 88 à 108 MHz ;
étalonnage du cadran : ± 1 MHz ;
fréquence intermédiaire : 10,7 MHz ;
réjection image : 40 dB ;
contrôle automatique de fréquence : 400 kHz ;
puissance de sortie BF : 3,5 W à 10 % de distorsion ;
impédance d'antenne : 75 Ω.

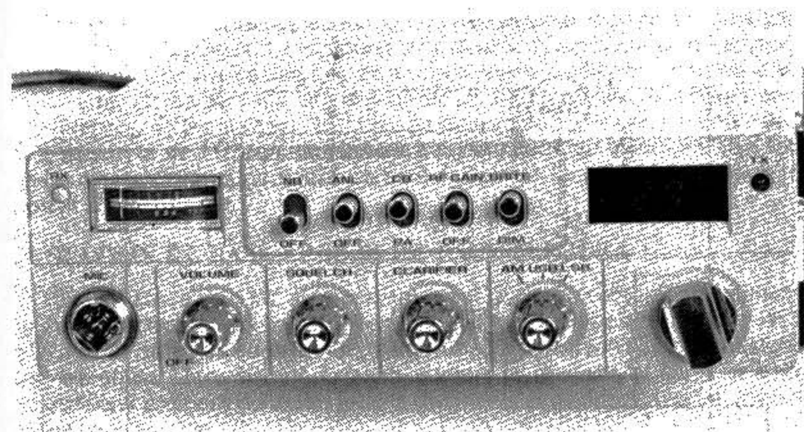
Récepteur AM (bande PO)

sensibilité : 55 μV ;
bande reçue : 540 à 1 605 kHz ;
étalonnage du cadran : ± 70 kHz ;
sélectivité : à 10 kHz : 15 dB ;
réjection image : 55 dB ;
contrôle automatique de gain : 50 dB ;
puissance de sortie BF : 3,5 W à 5 % de distorsion ;
impédance d'antenne : 75 Ω.

Emetteur-récepteur 27 MHz

bande de fréquence : 27,290 à 27,430 MHz ;
nombre de canaux : 6 ;
type de modulation : modulation d'amplitude ;
puissance de sortie : 3 W ;
tolérance de fréquence : 0,005 (de − 10 °C à + 50 °C) ;
fréquence intermédiaire : 455 kHz ;
sensibilité du récepteur : 1 μV ;
sensibilité du circuit de balayage : 2 μV ;
puissance de sortie BF : 3,5 W à 10 % de distorsion.

En outre, cet appareil, original quant à sa conception, peut recevoir en option un appel sélectif incorporé ; il est également muni d'un circuit de balayage (scanner) qui permet de surveiller toute une gamme et de s'arrêter sur un canal où parle un correspondant. Ceci est encore une originalité de ce HC1. Enfin, signalons qu'il utilise 42 transistors 27 diodes, un circuit intégré et un SCR. Son alimentation est obtenue à partir du 12 V de la batterie du véhicule. L'impédance de l'antenne d'émission est de 50 Ω, son microphone est de type dynamique et ses dimensions : 180 × 180 × 55 mm en font un appareil compact dont le poids n'est que de 1,7 kg.



Le « TRANS GES ».

LE MODELE EP2000-35 BI DE ELPHORA-PACE

Un boîtier en tôle d'aluminium rigide, gainé de vinyl, de dimensions 170 × 205 × 60 mm, fixé sur un berceau « antivol » et un poids total de 2 kg, 20 transistors, 12 diodes et un circuit intégré, 6 canaux et 3 W de sortie, un appel sélectif codé incorporé, un S-mètre étalonné, panoramique et lumineux, une alimentation sous 12 V, une impédance d'antenne de 50 Ω, un haut-parleur extérieur et une possibilité de télécommande, sont les principales caractéristiques de cet appareil.

LE MODELE EP826 DE ELPHORA

Version simplifiée du précédent, cet émetteur-récepteur est présenté sous forme d'un boîtier en tôle d'acier de dimensions : 150 × 205 × 50 mm et d'un poids de 1,7 kg, fixé au véhicule par un berceau lui-même maintenu par des vis moletées ; 20 transistors, 10 diodes, un circuit intégré et un thermistor, 6 canaux et une puissance de sortie de 3 W, un appel sélectif codé incorporé, une alimentation sous 12 V, un haut-parleur extérieur si besoin est de 8 Ω, définissent cet appareil très conventionnel et sans grande originalité.

Stations de base

Si les stations mobiles présentent moins de variantes que les équipements portatifs, c'est encore vrai pour les stations de base qui sont généralement des adaptations des matériels mobiles à une utilisation à poste fixe avec une alimentation à partir du secteur et une antenne extérieure qui pourra être bien souvent à gain. Nous donnons, à titre d'informations la description des grandes lignes qui définissent quelques stations de base avec leurs originalités respectives.

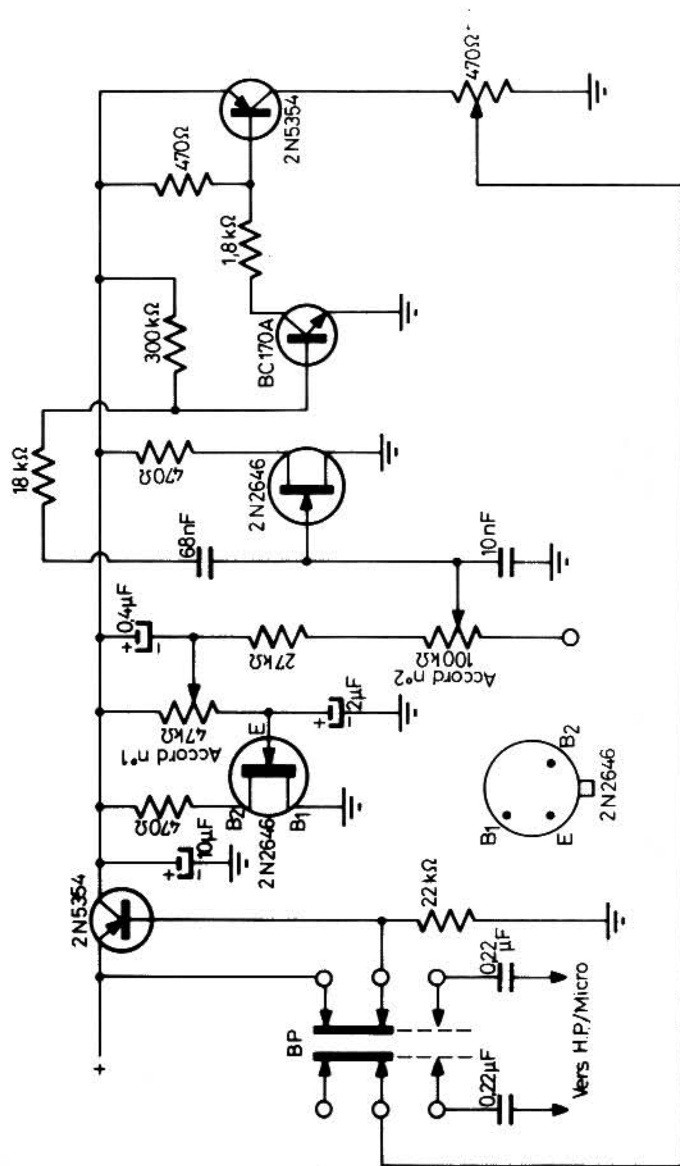


Fig. IV-12. — Un circuit d'appel modulé pour talkie-walkie.

LA STATION DE BASE B5024 DE ZODIAC

Cet appareil de technologie moderne et bien dessiné, délivre une puissance HF de 3 W et offre 6 canaux. Le récepteur est à double changement de fréquence, donc très sensible. Une horloge digitale incorporée pouvant délivrer un signal d'alarme, un décalage en fréquence à la réception de ± 300 Hz permet d'éliminer certaines interférences, un S-mètre servant aussi de mesureur de puissance relative de sortie et de mesureur de TOS, un microphone à préamplificateur incorporé, sont les principales caractéristiques du B5024 qui peut également fonctionner en station mobile à partir d'un véhicule.

LA STATION DE BASE EP 35 BI DE PACE-ELPHORA

Une puissance de 5 W, 6 canaux, un appel sélectif incorporé, une alimentation à partir du secteur 220 V, un coffret en tôle d'acier cadmié de dimensions : 345 × 230 × 95 mm et un poids en ordre de marche de 5,3 kg caractérisent cette station de base qui utilise 22 transistors, 2 circuits intégrés et 16 diodes et qui offre à son utilisateur deux positions de trafic : local et distance. Cet équipement est d'origine américaine.

Toutes les autres stations de base travaillant sur la bande 27 MHz en modulation d'amplitude sont à peu de choses près comparables à ces deux modèles. Il n'en est pas de même pour les équipements fonctionnant en modulation de fréquence (ou en modulation de phase) et qui sont destinés aux services de police ou aux services d'ordre, ces stations de base étant alors généralement plus sophistiquées, plus onéreuses et d'une fiabilité accrue. Elles sortent du cadre de cet ouvrage, tout comme les talkies-walkies à modules enfichables que nous avons décrits plus haut.

LE SIGNAL D'APPEL SELECTIF

Les appels sélectifs sont basés sur le principe d'un signal BF émis et reconnu par le récepteur concerné. C'est la fréquence de ce signal BF qui le définit et pour éviter quelque ambiguïté quant à sa reconnaissance, il est généralement prévu d'associer deux fréquences BF de telle sorte que cela constitue un code à l'émission, que le récepteur concerné sera seul capable de décoder. Mais avant d'aborder plus haut, les véritables appels sélectifs, il n'est pas inutile de voir un circuit utilisé sur les talkies-talkies comme signal d'appel et plus particulièrement sur les appareils de la marque PONY.

Le schéma (fig. IV-12) montre cinq transistors au silicium utilisés dans les fonctions suivantes :

le premier 2N5354 est monté en interrupteur électronique d'alimentation ;

le premier 2N2646 est un générateur de modulation ;

le second 2N2646 est un oscillateur basse fréquence ;

le BC170 A est monté en écrêteur ;

le second 2N5354 est un commutateur basse fréquence.

L'utilisation de cet appel sur les talkies-walkies permet de diminuer la consommation des piles car le taux de modulation des WT commerciaux est de 40 à 50 %

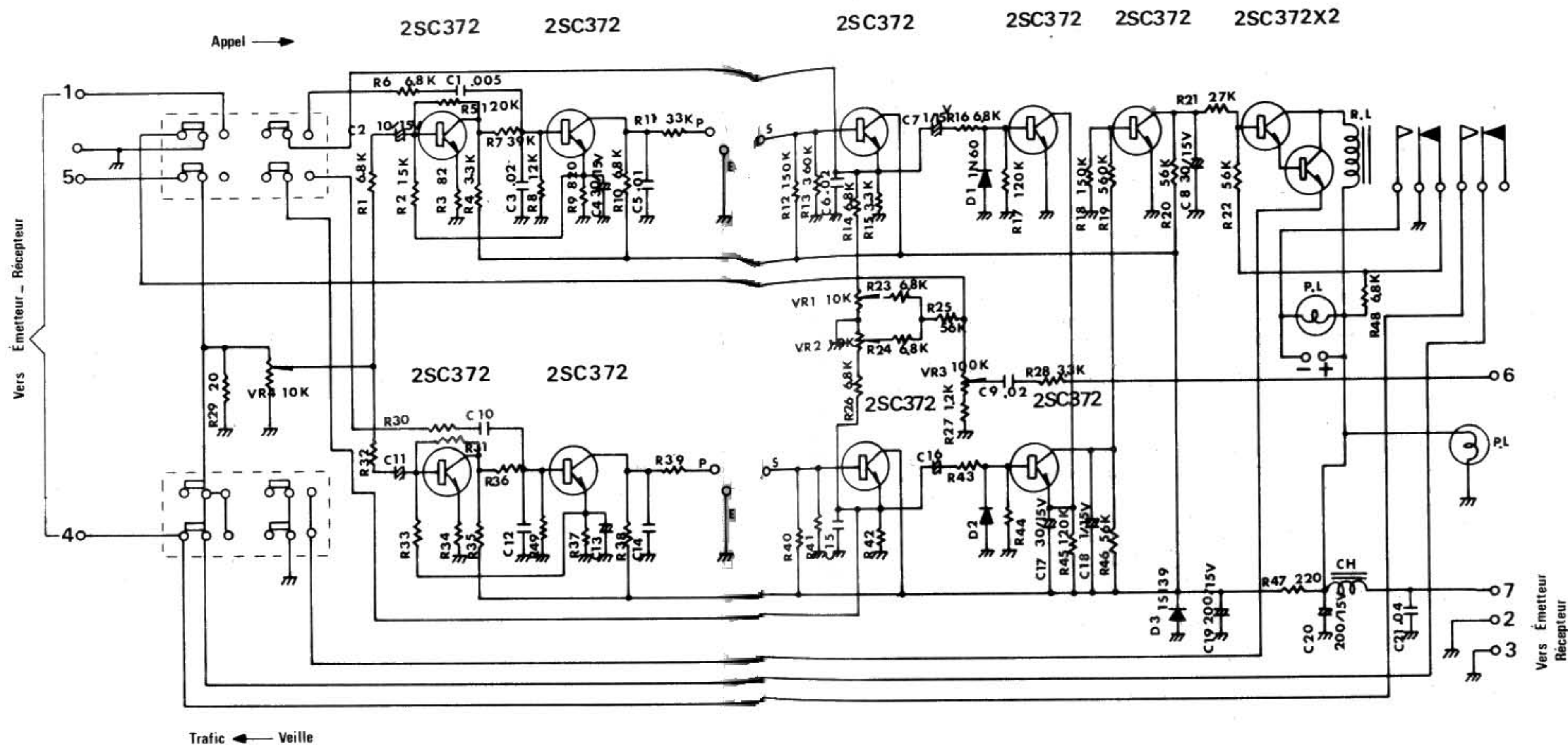


Fig. IV-13. — Appel sélectif SA-201 de Belcom.

au maximum et ce taux est bridé en raison de la tension obtenue aux bornes du haut-parleur utilisé en microphone. L'appel injecte une tension alternative (et réglable) 2 à 3 fois supérieure à celle qui est produite par le HP ce qui permet d'obtenir un taux de modulation plus élevé (de 80 à 95 %) et par voie de conséquence une portée et une efficacité accrues. Le WT utilisé à la réception doit être en veille avec son volume de gain sonore à mi-course et cette précaution permet de réduire la consommation des piles de 40 à 60 %. L'usure des piles ne s'effectuant principalement qu'en phase de réception, de 5 à 8 mA ainsi que pour le souffle, qui amène une consommation qui est loin d'être négligeable, même avec les récepteurs à superhétérodyne qui consomment de 3 à 6 mA.

De plus, avec ce montage, il est possible de « personnaliser » son appel en jouant sur les deux potentiomètres de 47 et 100 kΩ qui permettent de déterminer des centaines d'accords différents. Les deux transistors de type unijonction 2N2646 produisent des signaux BF. Le premier oscille sur environ 10 Hz et cette tension BF est recueillie sur le curseur du potentiomètre de 47 kΩ. Le condensateur au tantale de 0,4 μF effectue une certaine intégration. Le second oscillateur BF produit un signal sur une fréquence différente : de 300 à 3 000 Hz en fonction de la position du curseur du potentiomètre de 100 kΩ. Le jeu de ces deux potentiomètres, commandant l'un la fréquence BF et l'autre la fréquence de modulation, permet d'obtenir des sonorités variées et personnalisées. Ce signal BF est prélevé sur l'émetteur du

second transistor unijonction 2N2646 via la résistance de 18 kΩ et la capacité de 68 nF. Le signal est alors amplifié et écrêté par le BC170 A et injecté à l'étage final muni du 2N5354. Un potentiomètre de 470 Ω est monté en charge de collecteur et le signal de sortie est alors disponible entre le curseur du potentiomètre et la masse. Deux capacités de 0,22 μF assurent l'isolement du circuit par rapport à l'utilisation du signal BF. Un double inverseur relie la base et l'émetteur du premier 2N5354 et met hors service les deux condensateurs de 0,22 μF lors de l'arrêt de l'appel modulé. Par contre, à la mise en marche, cet inverseur met en service les deux condensateurs et alimente le transistor interrupteur par l'intermédiaire de la résistance de 22 kΩ.

Ce montage, intéressant certes, est destiné à être associé soit à des talkies-walkies qui ne sont pas munis d'appels sonores, soit à des stations mobiles ou fixes, soit enfin à des stations amateurs. Mais ce n'est pas à proprement parler un dispositif d'appel sélectif. Le SA201 par contre en est un. Il s'agit d'un système commercial destiné à être associé à des radiotéléphones mobiles qui souhaitent pouvoir appeler et être appelés avec une combinaison de deux signaux BF distincts servant de code. Par exemple : 1125 Hz et 1675 Hz et ce au moyen de diapasons électromécaniques qui sont tous deux montés dans deux chaînes oscillatrices BF puis mélangées à la sortie, ceci à l'émission. Par contre, à la réception, il y a décodage du signal composite et reconnaissance de deux composantes élémentaires : 1125 et 1675 dans l'exemple choisi, et déblocage du circuit de squelch du récepteur qui appelle alors son opérateur. Tous les autres récepteurs en veille sur la même fréquence, mais ne reconnaissent pas leur code propre resteront au silence. C'est la particularité de l'appel sélectif ! La figure IV-13 montre le schéma d'un tel dispositif utilisable tant à l'émission qu'à la réception. Ce dispositif est commercialisé sous le nom de Belcom. Ce montage se retrouve peu ou prou dans les autres appels sélectifs du commerce avec d'éventuelles variantes. A noter que pour modifier le code de chaque station, il suffit de retirer les deux dispasons d'un type enfichable et de les remplacer par deux autres. À titre indicatif, nous donnons (tableau IV-14) une liste de quelques diapasons standards à partir desquels il est possible de réaliser un très grand nombre de combinaisons différentes.

Les caractéristiques du SA201 sont les suivantes :

- 2 fréquences simultanées contrôlées par deux diapasons ;
- écart de fréquence maximal entre les deux fréquences extrêmes de 325 Hz ;
- précision des diapasons : ± 0,08 Hz ;
- sensibilité aux appels en BF : 100 mW ;
- niveau de sortie en émission d'appel : 18 mV ;
- courant utilisable à la sortie télécommandée : 500 mA sous 12 V ;
- consommation : 4 mA ;
- dimensions du coffret : 123 × 150 × 35 mm ;
- poids : 750 g.

L'appel sélectif se traduit au niveau du poste appelé, par un signal sonore et par un signal lumineux (voyant rouge) qui reste allumé jusqu'à ce que l'opérateur appelé ait répondu à l'appel qui le concerne. Ainsi, si l'appelé est absent, le témoin rouge

reste allumé jusqu'à son retour le prévenant qu'il a été appelé et qu'il doit répondre à cet appel qui le concerne personnellement.

Un autre modèle d'appels sélectifs commercialisé par la firme RCS et adaptable aux radiotéléphones HF ou VHF utilise un codage à double tonalité alternés par circuit LC. La mise en veille bloque le circuit de squelch, la mémoire d'appel commande un témoin lumineux, la télécommande d'alarme met en marche le klaxon du véhicule, chaque appareil peut être codé suivant 36 combinaisons différentes par simple déplacement d'un strap, 15 groupes de codes permettent 540 codages différents et les dimensions du boîtier sont de : 120 × 180 × 35 mm. En outre, cet appareil existe sous quatre versions différentes correspondant à :

- modèle AS 1 : une seule direction ;
- modèle AS 5 : 6 ou 15 directions en intercommunication totale ;
- modèle AS 15 : 15 ou 18 directions en intercommunication totale ;
- modèle AS 15 R : comme ci-dessus mais avec relais.

Nous ne nous étendrons pas davantage sur les dispositifs d'appels sélectifs car ils se ressemblent tous plus ou moins !

De même, nous ne mentionnerons les antennes utilisées en 27 MHz qu'au chapitre qui leur est consacré et nous donnerons à cette occasion un certain nombre de références commerciales les concernant.

Les amplificateurs linéaires étant interdits sur la bande 27 MHz nous n'en parlerons pas et tous ceux que l'on peut trouver dans le commerce sont réservés à l'exportation.

Diapason N° :	Fréquence :	
1	1025 Hz	
2	1050 Hz	
3	1075 Hz	
4	1100 Hz	
5	1125 Hz	
6	1150 Hz	Note : en prenant le N° 3 et le N° 14, on obtient un code mais en prenant le N° 3 et le N° 15, on obtient un code différent, d'où un très grand nombre de combinaisons possibles !
7	1175 Hz	
8	1200 Hz	
9	1225 Hz	
10	1250 Hz	
11	1275 Hz	
12	1300 Hz	
13	1325 Hz	
14	1350 Hz	
15	1375 Hz	
16	1400 Hz	... etc de 25 Hz en 25 Hz
.		
.		
.		
n	1975 Hz	

Tableau IV-14. — Exemple de numérotation des diapasons utilisés en appel sélectif

CHAPITRE V

LA TELECOMMANDE

La télécommande de modèles réduits, tout comme la télécommande d'ouverture de portes, ou la télécommande d'installations les plus diverses s'effectue généralement sur la bande 27 MHz. La nouvelle réglementation prévoit de décaler la télécommande dans la bande des 41 MHz, mais les descriptions qui suivent restent valables à part les valeurs de L et de C des circuits accordés. Nous allons donc passer en revue un certain nombre de montages, partant des plus simples pour en arriver à la description des plus sophistiqués, sans pour autant aller aussi loin qu'il serait possible de le faire dans un ouvrage spécialisé dans la télécommande en général.

Emetteurs simples

Le premier montage et parmi les plus simples que l'on puisse imaginer, est un petit émetteur utilisant un seul transistor NPN de type 2N2219 (fig. V-1) et qui, étant alimenté sous 9 V, délivre une puissance HF d'environ 150 mW, ce qui permet d'offrir une portée efficace de l'ordre de 500 mètres. Il convient donc à une télécommande simple de voiture ou de bateau ou à toute autre application ne nécessitant pas de puissance plus importante (ouverture de porte, télécommande d'installation de sécurité, etc.). Son schéma est très simple ; le transistor fonctionne en oscillateur sur 27 MHz et le signal rayonné par l'antenne est une onde pure entretenue, non modulée. La mise en marche de l'émetteur et son arrêt, ce qui entraîne par voie de conséquence la production ou la suppression du signal HF, est commandée par le bouton-poussoir BP qui est monté en série avec la pile de 9 V de l'alimentation. L'oscillateur est du type Hartley qui est caractérisé par sa stabilité. La fréquence est fixée par le circuit accordé L avec sa capacité d'accord de 10 pF. La bobine L aura environ une quinzaine de spires de fil émaillé de 0,8 mm bobinées sur un mandrin à noyau de ferrite de diamètre 6 mm. La position du noyau fixera la fréquence à l'intérieur de la bande 27 MHz (valeur idéale : 27,120 MHz). Le condensateur de 33 pF assure la mise en réaction de l'étage oscillateur, et le montage est stabilisé par la cellule RC (33 Ω et 10 nF) montée dans l'émetteur du transistor. Cet émetteur est facile à réaliser et fonctionne à coup sûr.

Une autre réalisation d'émetteur de télécommande ultra-simplifié et qui pourra être miniaturisé à l'extrême (fig. V-2) est très voisine du précédent. Le transistor utilisé est un 2N2905 et l'ensemble des composants, pile de 9 V comprise, tient très à l'aise dans un paquet de cigarettes (Gauloises par exemple), voire dans une boîte d'allumettes. Là encore, le signal HF tombe dans la bande 27 MHz et la fréquence est fixée au moyen de la bobine L_1 montée en parallèle avec les deux capacités de

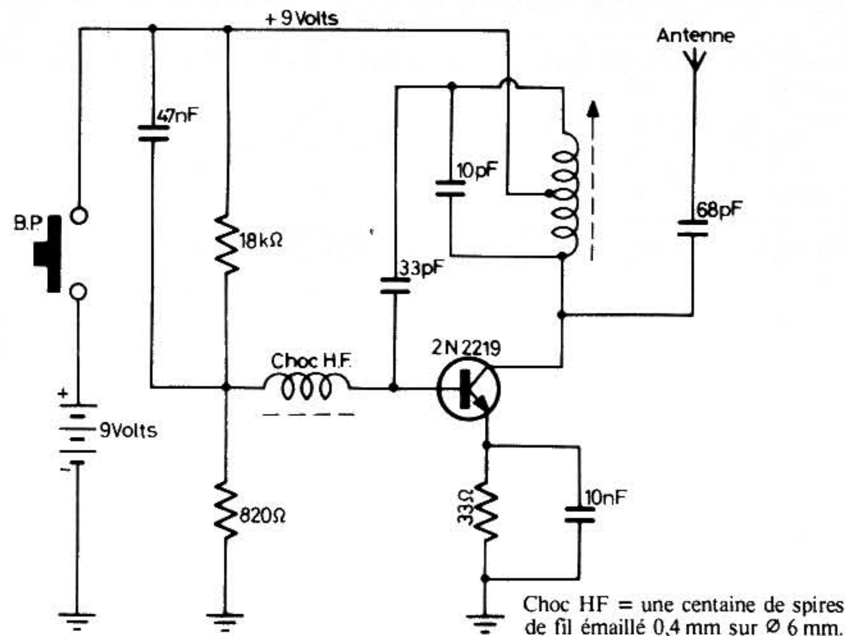


Fig. V-1. — Emetteur simple de télécommande à un seul transistor.

220 pF et 33 pF connectées en série, le point commun allant à l'émetteur du transistor. L'enroulement L_2 qui sert au couplage de l'antenne sera réalisé par une seule spire couplée très lâche à L_1 ; il n'y a pas de quartz pour fixer la fréquence !

La portée effective de cet émetteur sera comprise entre 30 mètres et 500 mètres : 30 mètres si l'antenne est incorporée dans le boîtier et 500 mètres si l'antenne est correctement adaptée et bien dégagée.

Le bouton-poussoir BP commandera les impulsions HF tout comme dans le montage précédent. Il n'est pas impératif d'utiliser un 2N2905 : tout brave transistor PNP pouvant fonctionner en HF conviendra très bien. On pourra tout aussi bien employer un transistor NPN à la condition d'inverser les polarités de la pile d'alimentation.

Le troisième montage, plus élaboré est également plus performant que les deux précédents. Il utilise deux transistors au silicium : un 2N1613 comme pilote et un 2N2219 comme amplificateur de puissance. La puissance HF rayonnée par l'antenne est de l'ordre de 500 mW. Le schéma (fig. V-3) montre clairement le pilote fonctionnant en oscillateur à quartz (27,120 MHz) avec un circuit accordé (L_1 et une capacité ajustable de 15 pF) à la résonance du quartz. Un enroulement de couplage L_2 transmet le signal HF à l'émetteur du transistor de puissance monté en base commune. Le circuit de collecteur est constitué par une self de choc qui permet au col-

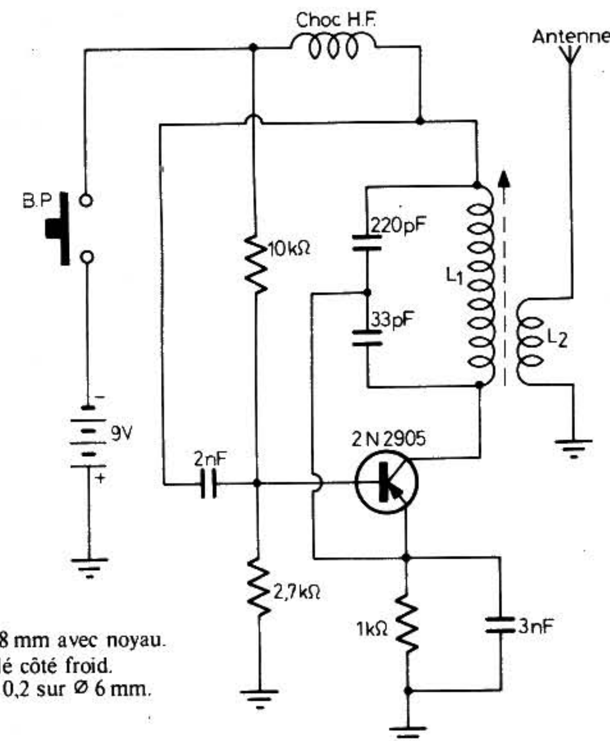


Fig. V-2. — Emetteur miniaturisé à un seul transistor.

lecteur d'être alimenté en continu (modulé éventuellement) et d'être chargé en HF par un circuit accordé en « pi » constitué par la bobine L_3 encadrée par les capacités de 50 pF (fixe) 3/30 pF (ajustable) et 100 pF (fixe). La bobine L_4 sert à compenser l'antenne qui sera généralement plus courte que ne le demanderait un étage 27 MHz normalement accordé !

Les bobines auront les caractéristiques suivantes :

L_1 : 11 spires de fil émaillé 10/10 mm bobinées sur un mandrin Lipa de diamètre 8 mm ;

L_2 : 3 spires de fil de câblage sous plastique (7/10 mm) couplées à L_1 côté alimentation ;

L_3 : 13 spires de fil argenté 12/10 mm sur un diamètre de 10 mm ;

L_4 : 23 spires de fil 40/100 mm sur un mandrin de diamètre 8 mm sans noyau.

Choc : Fil émaillé de 2/10 mm bobiné à spires jointives sur le corps d'une résistance de 1 MΩ 1/2 W (voir croquis).

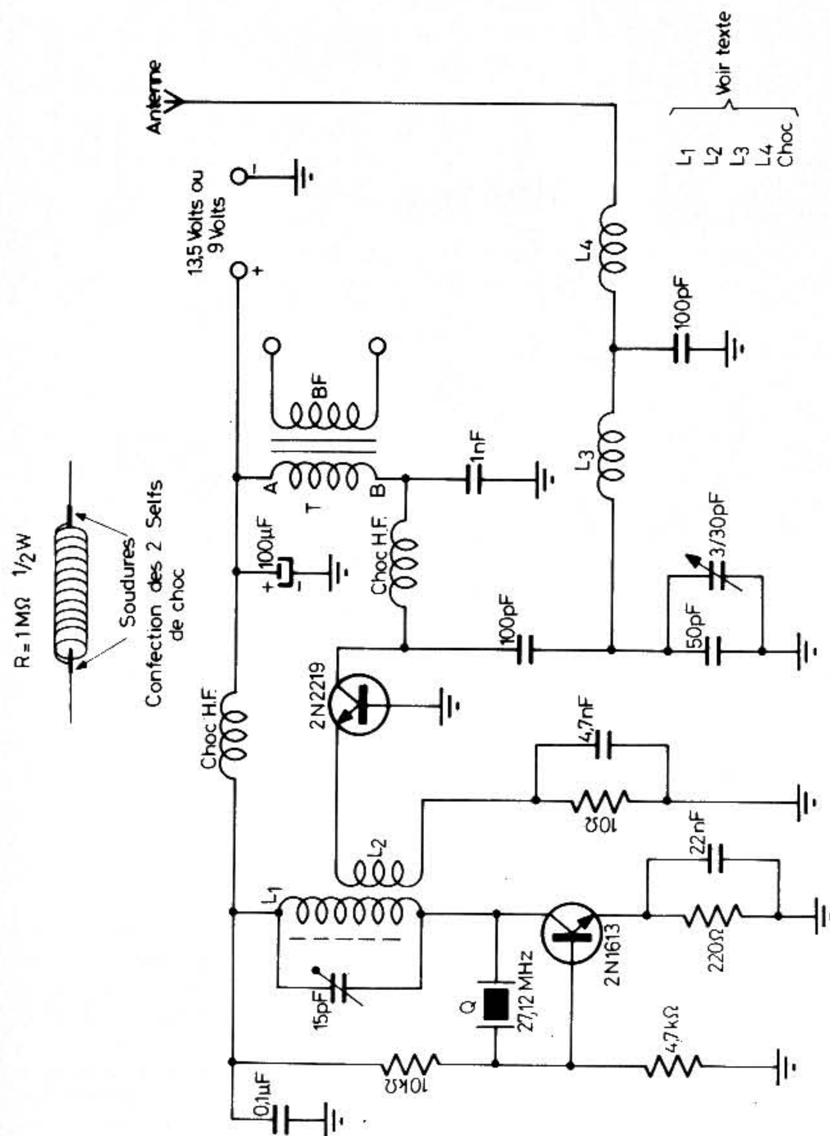


Fig. V-3. — Émetteur de télécommande 500 mW à 2 transistors.

A noter que le transistor de puissance 2N2219 dont la puissance de sortie HF est de 0,5 W (ce qui est appréciable) devra être monté avec un petit radiateur à ailettes ; le type importe peu. Si l'on désire utiliser cet émetteur de télécommande en tout ou rien (porteuse HF non modulée), il suffira de supprimer purement et simplement le transformateur de modulation T et de relier ensemble les points A et B ; un interrupteur (bouton-poussoir) permettra d'alimenter ou de stopper l'émission HF, tout comme dans les deux montages précédents. Par contre, si l'on désire pouvoir disposer de plusieurs fonctions télécommandées (plusieurs canaux), il faudra moduler la porteuse HF et pour ce faire, le secondaire du transformateur de modulation étant intercalé dans le circuit d'alimentation du collecteur du transistor de puissance, il y aura bien modulation en amplitude de la porteuse HF quand une modulation BF sera appliquée au primaire de ce transformateur T ; la chaîne BF pourra être quelconque. Ce pourra être un simple oscillateur BF à une ou plusieurs fréquences ; nous y reviendrons plus loin avec d'autres applications.

Un nouveau montage d'émetteur de télécommande très simple à réaliser et n'utilisant que deux transistors quant à la partie HF tout en délivrant environ 1/2 W et piloté par quartz sur la fréquence 27,120 MHz (fig. V-4), pourra être utilisé soit en émetteur à onde entretenue pure ou modulée ou même utilisé pour une commande à plusieurs canaux ou pour une commande proportionnelle. Le pilote emploie un 2N2925 qui est un NPN monté en oscillateur à quartz traditionnel lui-même suivi par un étage de puissance avec un 2N2905 (qui est un PNP) dont le signal d'excitation est appliqué entre la base et l'émetteur. Le collecteur est chargé par un circuit accordé, suivi d'une self de choc HF et alimenté au travers d'un transistor modulateur en amplitude (2N1889) qui reçoit la tension BF de modulation sur sa base ; l'étage de puissance fonctionne donc en classe C. La polarisation de la base du transistor oscillateur 2N2925 est ajustée au moyen d'un potentiomètre de 10 kΩ, monté dans un pont diviseur à résistances constitué par les résistances de 27 et 6,8 kΩ qui encadrent le potentiomètre dont le curseur alimente directement la base. Les bobinages seront réalisés de la manière suivante :

L_1 : 10 spires de fil émaillé 0,6 mm sur un mandrin de diamètre 8 mm avec un noyau de ferrite ;

L_2 : 2 spires de fil de câblage de 0,6 ou 0,8 mm isolé au vinyle et couplées à L_1 côté alimentation ;

L_3 : Identique à L_1 sur un mandrin de 8 mm à noyau de ferrite ;

L_4 : Identique à L_2 mais avec 3 spires.

En ce qui concerne l'alimentation, ce pourra être du 9 V ou mieux du 13,5 V en utilisant trois piles de 4,5 V montées en série. Le — sera mis à la masse. Il sera bon de munir le 2N2905 d'un petit radiateur à ailettes, mais compte tenu de son fonctionnement en classe C, ce radiateur n'est pas indispensable. Quant à la modulation, on pourra utiliser, là encore, soit un oscillateur BF des plus simples, soit un dispositif à plusieurs fréquences tel qu'il en sera vu plus loin dans ce chapitre.

Une variante des montages précédents utilisant un transistor BSW22 comme pilote, un 2N2218 comme amplificateur de puissance délivrant 600 mW de signal de sortie antenne, et un AC128-01 comme modulateur nous est donnée par la figure V-5. Alimenté sous une tension de 9 ou 13,5 V (le + à la masse) l'émetteur délivre donc une puissance qui devient importante et permet sans difficulté de télé-

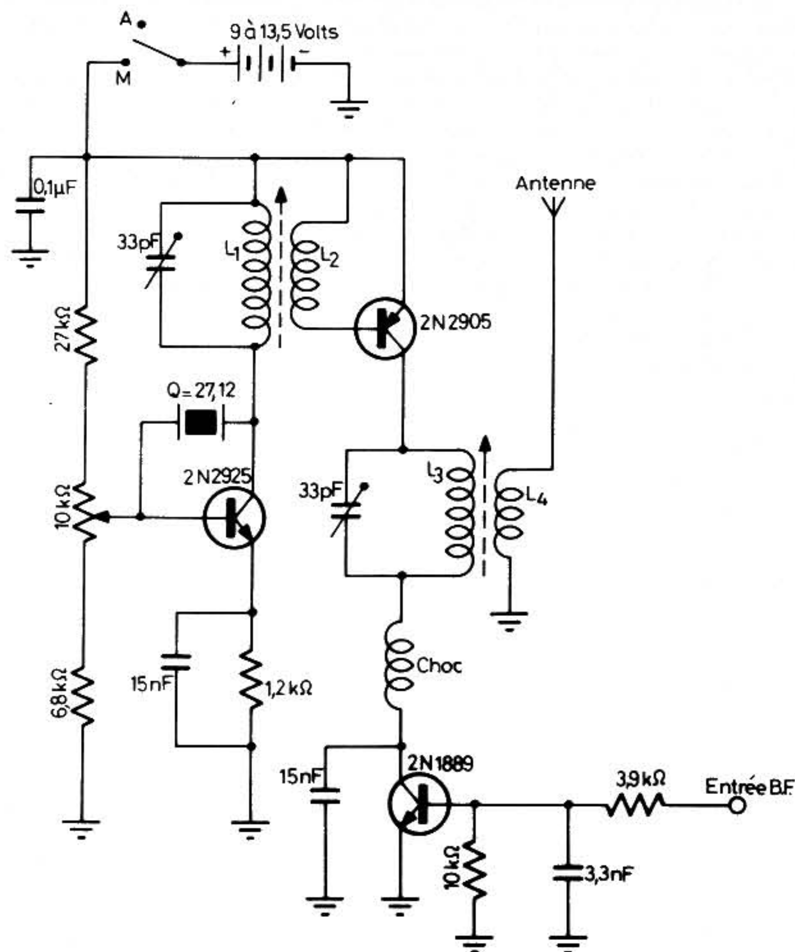


Fig. V-4. — Emetteur de télécommande 500 mW simplifié.

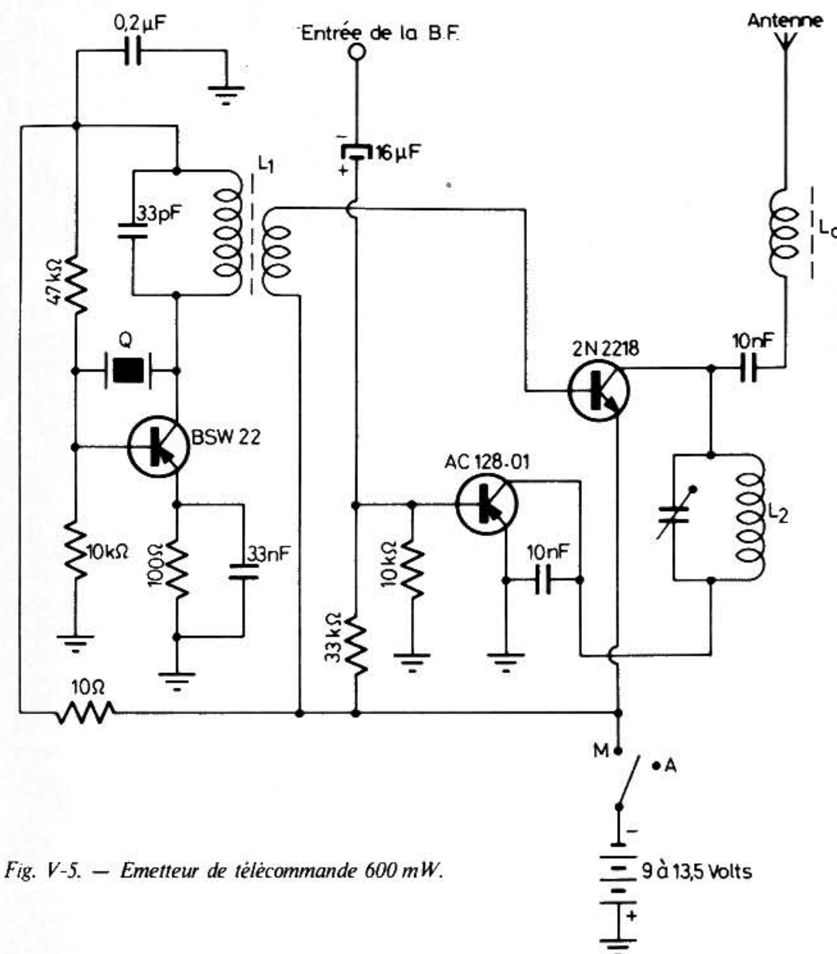


Fig. V-5. — Emetteur de télécommande 600 mW.

commander un modèle réduit jusqu'à la distance de 1 km ou davantage ; peu de particularité dans ce schéma où il est conseillé de munir le 2N2218 d'un petit radiateur. Les bobines L_1 et L_2 seront accordées sur 27 MHz et la bobine de compensation d'antenne L_c aura une trentaine de spires bobinées sur un mandrin de 6 ou 8 mm.

Différentes modulations pourront être utilisées : des signaux BF traditionnels ou bien des « tops » de commande proportionnelle, etc.

Ce pourra être bien entendu, une réalisation extrêmement miniaturisée, offrant par là même une foule d'applications toutes plus originales les unes que les autres !

Un exemple de modulateur à quatre canaux (fig. V-6) parmi les plus simples, n'utilise qu'un seul transistor unijonction de type 2N2646 monté en oscillateur BF dont la tension d'alimentation est stabilisée (une diode zener facultative de 6,8 V augmente encore cette stabilisation de la tension d'alimentation) car il est nécessaire que les signaux BF transmis, soient aussi stables en fréquence que possible : 825 Hz, 1 110 Hz, 1 700 Hz et 2 325 Hz sont des valeurs standards que l'on retrouve dans les montages du commerce. Pour ce faire, chaque canal est muni d'une résistance ajustable de 25 kΩ qui sera ajustée de telle sorte que l'on obtienne exactement la fréquence voulue pour chaque canal concerné : quatre boutons-poussoirs numérotés



Fig. V-6. — Oscillateur BF à 4 canaux.

de 1 à 4 correspondant aux canaux 1, 2, 3 et 4. La sortie BF est à raccorder directement à l'entrée BF prévue sur les platines émettrices vues précédemment. Un montage simple et qui fonctionne à coup sûr !

Afin d'être encore plus clairs, nous donnons le schéma d'un ensemble émetteur de télécommande à 4 canaux, complet avec son émetteur et son modulateur. Ce montage (fig. V-7) qui n'est guère compliqué utilise 6 transistors (PNP et NPN) et son alimentation sera assurée au moyen d'une simple pile de 9 V ou mieux au moyen de 3 piles de 4,5 V montées en série. L'ensemble pourra être réalisé sous forme d'un très petit boîtier miniaturisé de dimensions : 120 × 60 × 40 mm piles comprises, voire moins si l'on remplace les 3 piles de 4,5 V par une seule et même pile de 9 V.

Dans ce cas, un boîtier de dimensions encore plus modestes : 85 × 55 × 20 mm (un paquet de cigarettes américaines) sera suffisant ! Que d'applications en perspective !

Le schéma de cet émetteur de télécommande subminiature (fig. V-7) montre que des transistors au silicium NPN sont utilisés. Un 2N2926 sert de pilote à quartz (27,120 MHz) et l'étage de puissance est monté en push-pull avec deux 2N2926 dont le retour des émetteurs est modulé par un AC127 (qui est lui aussi un NPN) dont la base est commandée par un 2N3702 (qui est le seul PNP du montage) dont la tension d'alimentation d'émetteur (+ 5 V) est ajustée au moyen d'un potentiomètre

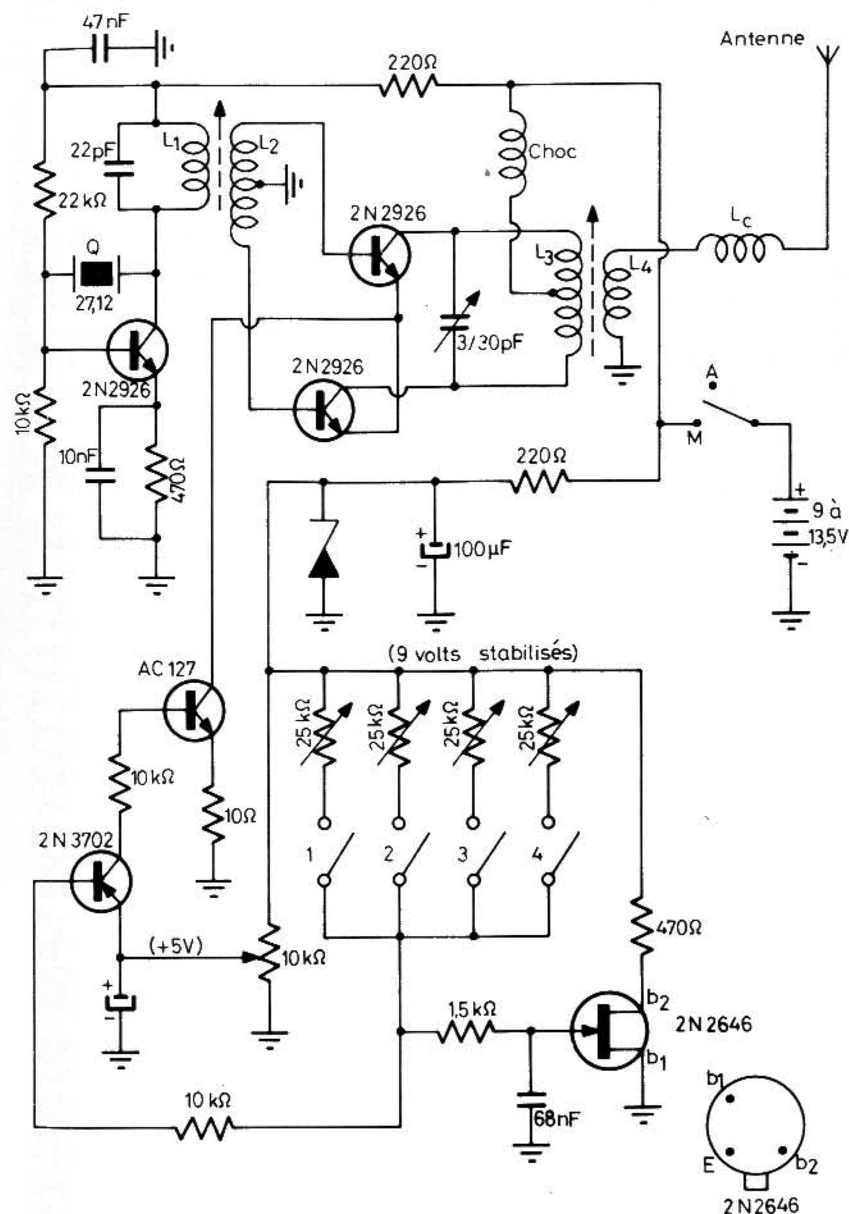


Fig. V-7. — Emetteur de télécommande subminiature à 4 canaux.

de 10 kΩ placé entre le + alimentation stabilisé et la masse. Le transistor unijonction 2N2646 est monté en oscillateur BF et les quatre fréquences BF correspondant aux quatre canaux sont définies par les quatre résistances ajustables de 25 kΩ chacune. La puissance HF de sortie se situe aux environs de 400 mW, ce qui assure une portée intéressante et une consommation réduite. Le dispositif de modulation employé assure un taux de modulation voisin des 100 %, ce qui améliore encore l'efficacité et la portée par voie de conséquence. Les bobinages auront respectivement :

L_1 : 13 spires de fil émaillé de 0,8 mm bobinées sur un mandrin de diamètre 8 mm à noyau de ferrite ;

L_2 : 6 spires de ce même fil avec prise au milieu, couplées autour de L_1 et vers le milieu de l'enroulement ;

L_3 : 20 spires de fil émaillé 0,8 mm bobinées sur un mandrin de diamètre 8 mm à noyau de ferrite et prise au milieu de l'enroulement ;

L_4 : 3 spires de ce même fil, couplées très lâches autour de L_3 et vers le milieu de l'enroulement.

L_c : 35 spires de fil émaillé de 0,8 mm bobinées à spires jointives sur un mandrin de 6 mm de diamètre sans noyau.

Nota : Il est bon d'espacer les spires de L_1, L_2, L_3 et L_4 de 1 mm entre chaque spire, pour augmenter le coefficient de surtension des bobinages ainsi réalisés.

Une variante de ces montages permet de disposer de huit canaux et d'une puissance HF de plus de 3 W. Le schéma (fig. V-8) montre que six transistors NPN, un transistor PNP et un unijonction constituent tout l'ensemble. Le pilote utilise un 2N2219 monté en oscillateur à quartz (27,120 MHz) qui attaque l'étage driver équipé d'un 2N3053 qui délivre normalement 2 W sur 27 MHz. Ce transistor travaille en classe C, ce qui permet de tirer le maximum de puissance d'un transistor en HF. L'étage de puissance est lui aussi muni de deux transistors 2N3053 montés en parallèle à émetteurs et bases compensés. La raison d'être de toutes les cellules RC placées dans la platine HF (résistances de 5,6 Ω découplées par des capacités de 47 nF et résistances de 4,7 Ω découplées par des capacités de 47 nF) est d'assurer la meilleure stabilisation possible de cet émetteur. Il n'y a pas grand-chose d'autre à rajouter sur cette partie HF qui est des plus classique, si ce n'est la manière de confectionner les bobinages :

L_1 : 11 spires de fil émaillé de 0,8 mm bobinées sur un mandrin Lipa de diamètre 8 mm à noyau de ferrite ; l'enroulement de couplage aura 3 spires de fil de câblage sous vinyl, couplées assez lâche autour de L_1 du côté alimentation ;

L_2 : Identique à L_1, mais son enroulement de couplage aura 5 spires ;

L_3 : 8 spires de fil argenté de 12/10 mm bobinées sur un mandrin (ou sur air) de diamètre 10 mm (pas de noyau) ;

L_4 : 35 spires de fil émaillé de 0,8 mm bobinées sur un diamètre de 8 mm (pas de noyau).

La modulation en amplitude s'effectue au moyen d'un transistor NPN de type 72T2 intercalé entre le — alimentation du driver et du PA et le — alimentation générale. Ce point a été choisi de telle sorte que l'alimentation du pilote ne soit pas affectée par la modulation BF. Ce transistor modulateur 72T2 reçoit le signal BF

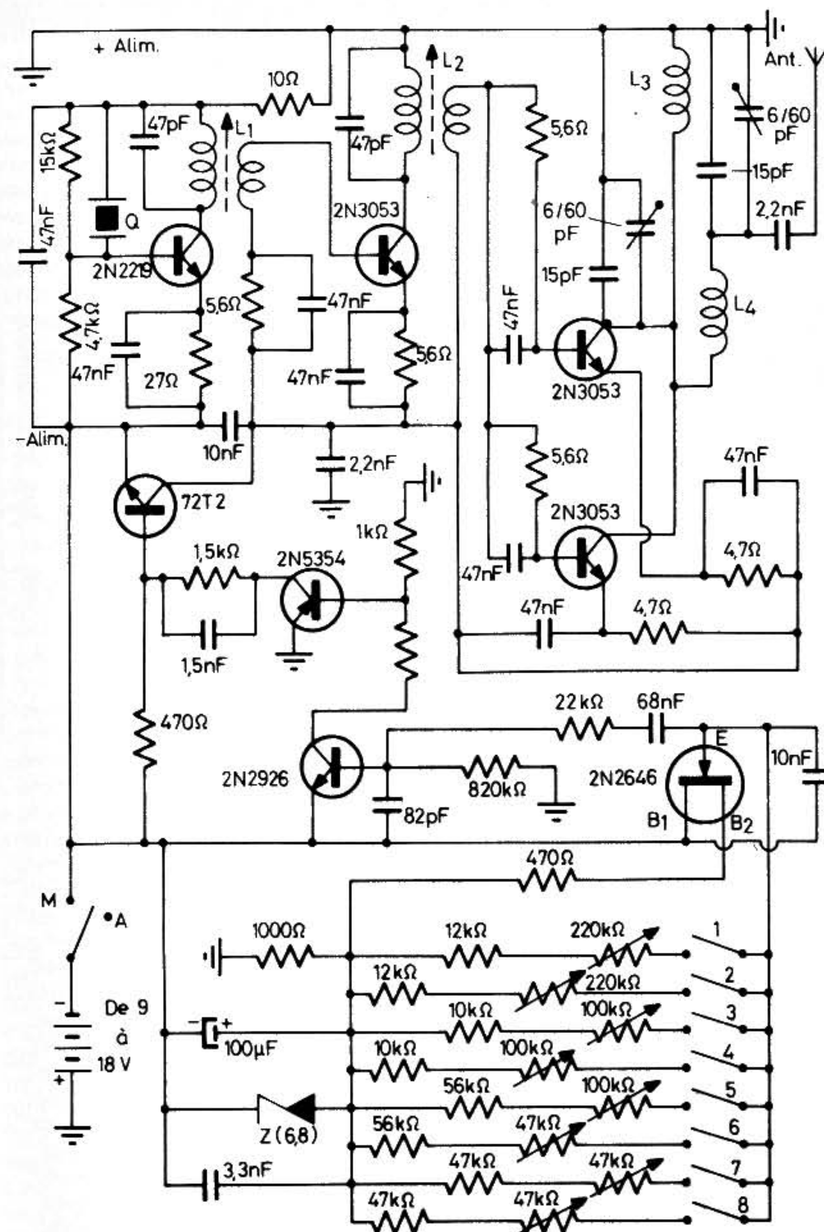
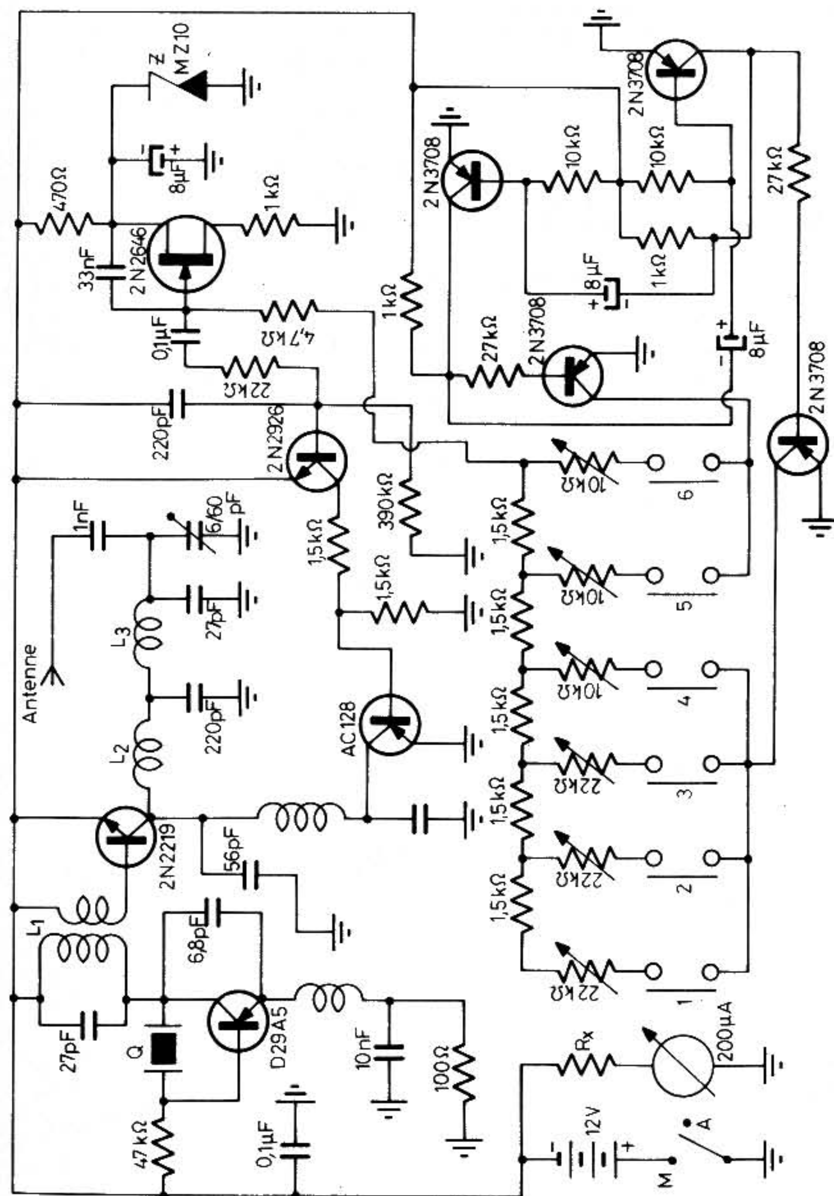


Fig. V-8. — Emetteur de télécommande à 8 canaux 3 à 5 W.



produit par la chaîne BF elle-même constituée par un transistor unijonction 2N2646 monté en oscillateur et suivi d'un 2N2926. Les huit fréquences correspondant aux huit canaux sont commandées à partir des huit boutons-poussoirs montés de la même manière que dans les réalisations précédentes. En ce qui concerne l'alimentation de l'ensemble, il sera possible d'utiliser une tension allant de 9 à 18 V ! Il est évident que la puissance de sortie sera plus élevée si l'on alimente notre émetteur sous 18 V (environ 5 W), mais il nous semble qu'une tension de 13,5 V sera des plus convenable. Il sera prudent de munir les trois transistors 2N3053 de radiateurs à ailettes. Les puissances que nous venons de mentionner sont des valeurs de puissance « input » mais la puissance réellement dissipée par l'antenne est inférieure et les mesures effectuées au watt-mètre ont donné les résultats suivants :

Alimentation : 9 V ; puissance HF : 1 W antenne.

Alimentation : 12 V ; puissance HF : 2 W antenne.

Alimentation : 18 V ; puissance HF : 3 W antenne.

Cet émetteur de télécommande doit donc être considéré comme un équipement à la fois efficace et doté de très larges applications.

Un peu différent, mais très séduisant, de par ses possibilités, est le montage de la figure V-9 car il offre, outre une puissance HF de 600 mW, de 1 à 6 canaux à commandes simultanées.

Cet émetteur est présenté sous forme d'un petit boîtier de dimensions 175 × 135 × 60 mm dont la face avant comporte deux organes de commandes : l'un à quatre positions et l'autre à deux positions. Ainsi, toutes les combinaisons seront possibles. L'organe de commande à quatre positions actionnera les canaux 1 à 4, tandis que l'organe de commande à deux positions n'actionnera que les canaux 5 et 6. Pour pouvoir utiliser simultanément deux canaux (le 2 et le 5 en même temps par exemple) et afin qu'il n'y ait pas de mélange entre les deux tensions BF correspondant respectivement à chaque canal, il faut que ces tensions ne soient transmises que l'une après l'autre, mais pas, en toute rigueur, simultanément. Pour ce faire, une base de temps à fréquence relativement rapide fera alterner la transmission d'une seule fréquence, puis de l'autre, puis reviendra à la première, puis à la seconde et ainsi de suite. Chaque canal affiché sera transmis alternativement de telle sorte que les ordres correspondant soient bien reçus, sans interférence d'un canal sur l'autre. Cette base de temps est constituée de deux transistors 2N3708 et la constante de temps est fixée par les deux cellules RC (10 kΩ et 8 µF). Cette base de temps qui n'est autre qu'un simple multivibrateur débloque tour à tour un 2N3708 qui transmet la fréquence de l'un des quatre canaux et à la demi-période suivante du multivibrateur, c'est l'autre 2N3708 qui transmet la fréquence de l'un ou l'autre des deux canaux du second groupe. C'est donc une transmission pseudo-simultanée. C'est encore un transistor unijonction 2N2646 qui constitue l'oscillateur BF principal et son alimentation est stabilisée par une diode zener de type MZ10. Un 2N2926 sert d'amplificateur BF, tandis que le transistor modulateur est un AC128 qui fait varier le courant collecteur de l'étage amplificateur de puissance HF au rythme de la modulation. Ce montage a donc beaucoup de points communs avec les précédents et nous ne nous y attarderons pas davantage. Les selfs seront réalisées de la même manière que pour les les platines HF vues plus haut. L'alimentation sera obtenue à partir d'une pile de 12 V, ou de préférence à partir d'une petite batterie cadmium-nickel

rechargeable. Le transistor monté en pilote à quartz est un D29A5, mais il sera po: sible de le remplacer par un 2N2905 sans problème. A noter que la plage des fr quences BF disponibles avec les valeurs du schéma couvre de 600 Hz à 6 kHz (chaque fréquence correspondant à chaque canal sera obtenue au moyen d'une rési: tance ajustable qu'il ne sera plus utile de retoucher par la suite. Tout en étant rel: tivement simple à réaliser, cet ensemble émetteur de télécommande offre de mu tiples applications et tout particulièrement en ce qui concerne le pilotage d'avior à moteur où il est nécessaire de pouvoir actionner en même temps les gouverne de profondeur et celles qui agissent sur la direction.

Récepteurs de télécommande

Après avoir vu quelques montages émetteurs de télécommande, il est bon d donner la description de récepteurs qui pourront être associés à ces émetteurs afi de donner naissance à toutes les télécommandes possibles et imaginables ! Il ne sau rait être question de décrire ici de très nombreux récepteurs car en fait, tout comm en radiocommunication, ce sera toujours un récepteur suivi d'une détection et l signal BF qui en sera issu, sera utilisé, non pas pour exciter un haut-parleur, mai pour commander un relais ou toute autre application. Les récepteurs de télécom mande seront donc très voisins des récepteurs que nous avons décrits dans les cha pitres précédents : ce sera soit un récepteur à super-réaction, soit un super-hétérc dyne à simple ou à double changement de fréquence ; seule, la partie BF sera quelqu peu différente puisque dans la plupart des cas, le ou les signaux BF, dûment identifié au moyen de filtres très sélectifs iront commander l'ouverture ou la fermeture d'u relais.

Un premier exemple, très simple à réaliser (fig. V-10) est un récepteur à super- réaction ; doté d'une excellente sensibilité et d'une grande facilité de mise au point ce petit récepteur est alimenté à partir d'une pile de 9 V et est utilisable avec n'importe quel émetteur calé dans la bande des 27 MHz. La détection est suivie d'ur amplificateur BF qui pourra commander tous les systèmes d'asservissement habi- tuellement utilisés en télécommande et notamment des détecteurs à filtres destinés à trier les différents canaux de l'émetteur et à les aiguiller vers les servomécanismes correspondants. La détection est assurée par un transistor BC317 dont la polarisation de base est ajustée à partir d'une résistance variable de 22 kΩ tandis que la tension BF détectée est prélevée à la sortie du filtre passe-bas (résistance de 1 kΩ encadrée par deux fois 10 nF) et appliquée à la base du premier étage préamplificateur BF muni d'un BC317 suivi d'un autre BC317 avec une boucle de contre-réaction qui est destinée à stabiliser énergiquement le fonctionnement. Ce récepteur pourra donc être miniaturisé et tenir très à l'aise dans un volume de la taille d'un paquet de ciga- rettes, voire d'allumettes.

Voyons maintenant un exemple de récepteur à changement de fréquence. Le schéma (fig. V-11) se décompose en plusieurs étages que l'on rencontre tradition- nellement dans les récepteurs superhétérodyne, à savoir :

— un étage d'entrée servant à la fois d'amplificateur HF et de mélangeur dont le signal de sortie est en fréquence intermédiaire (ou FI). L'étage d'entrée est équipé d'un transistor BC209 (NPN au silicium) ;

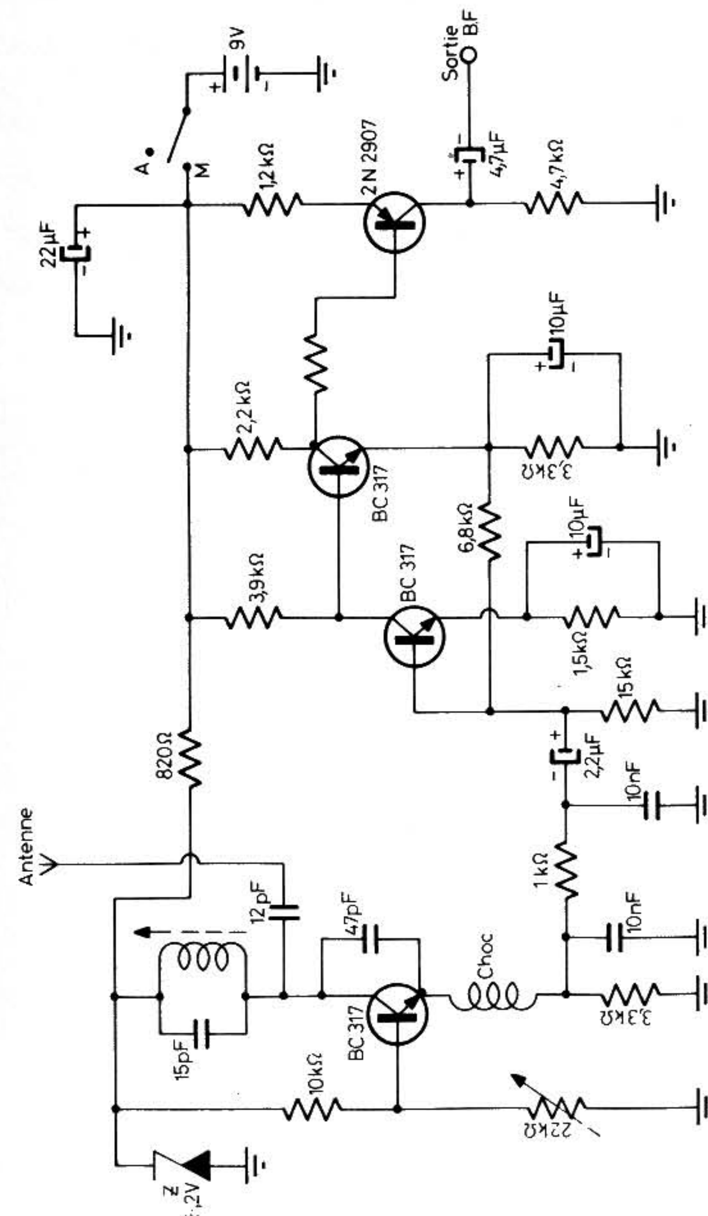


Fig. V-10. — Récepteur simple de télécommande.

— un étage oscillateur piloté par quartz et fonctionnant sur 27,120 MHz moins la valeur de la FI qui est de 455 kHz, soit : 26,665 MHz ; et c'est un transistor BC170 qui est utilisé comme oscillateur local ;

— un premier étage amplificateur FI muni d'un BC209 ;

— un second étage amplificateur FI muni d'un autre BC209 ;

— la détection assurée par une diode 1 N4148 ;

— une préamplification BF munie de deux transistors BC170 montés en cascade.

Fig. V-11. — Récepteur de télécommande à changement de fréquence.

Le signal BF ainsi détecté, remis en forme et préamplifié pourra être utilisé soit pour commander directement un relais soit pour exciter un décodeur à différentes voies.

La platine de réception peut être réalisée sur un circuit imprimé de dimensions 38 × 30 mm à la condition de tasser quelque peu les composants ! Les deux bobinages L_1 et L_2 seront bobinés sur des mandrins LIPA de diamètre 6 mm. Le circuit de CAG est des plus efficaces et évite la saturation du récepteur lorsque le signal en provenance de l'émetteur est très fort. De plus, la tension d'alimentation de 4,5 V

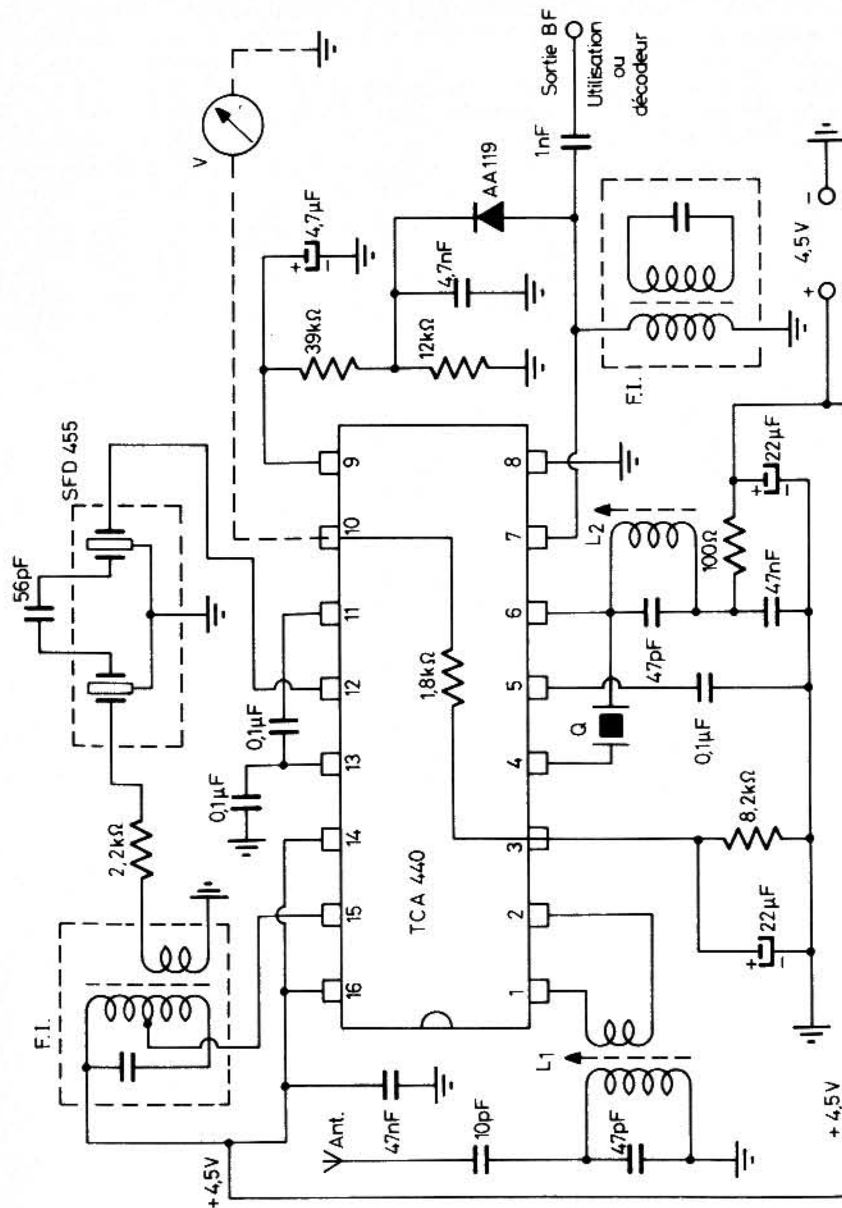


Fig. V-12 — Récepteur de télécommande à circuit intégré TCA 440

fournie par une simple pile standard est stabilisée par une diode zener de 3,3 V au niveau des étages HF et FI. Le poids de ce récepteur est de 45 g (sans la pile). Sa sensibilité est de l'ordre de 2 µV et sa consommation d'environ 5 mA. Pour faciliter l'alignement du récepteur, deux résistances de 4,7 kΩ ont été montées en dérivation sur les points alpha et béta du schéma (avant-dernier étage BC170) et sont destinées à être connectées à l'entrée d'un oscilloscope ou d'un voltmètre électronique, voire même d'un contrôleur universel à forte résistance interne. Il sera ainsi possible de visualiser le niveau de sortie et de rechercher son maximum en jouant sur les noyaux des bobinages et des transformateurs FI. Lorsque ce signal de sortie maximal sera obtenu, il suffira de retirer ces deux résistances de 4,7 kΩ et de ne plus retoucher à l'alignement du récepteur. On bloquera alors les noyaux à leur position d'accord optimal au moyen d'un point de cire ou de colle cellulosique.

Avec l'apparition des circuits intégrés et plus particulièrement des circuits à large densité d'intégration, il est apparu qu'il devenait possible de réaliser des montages de plus en plus complexes à partir de fonctions complètement intégrées. Le circuit TCA 440 est un circuit intégré permettant de réaliser une platine de réception en modulation d'amplitude avec étages HF, oscillateur local et amplificateur à fréquence intermédiaire et ceci avec un seul et unique circuit intégré et quelques composants périphériques. Utilisé pour la réalisation de récepteurs PO — GO et ondes courtes, le TCA 440 fonctionne remarquablement bien en récepteur de télécommande sur 27 MHz. Muni d'un circuit de CAG, ce circuit est doté des caractéristiques suivantes :

- fréquence d'utilisation : jusqu'à 50 MHz ;
- fréquence de sortie en FI 455 kHz ;
- plage de réglage : 38 dB en HF ;
- tension d'entrée maximale : 2,6 V ;
- plage de réglage en FI : 62 dB ;
- tension de sortie BF : 200 mV ;
- impédance de sortie : 400 Ω ;
- température de fonctionnement : — 15 °C à + 80 °C ;
- tension d'alimentation : 4,5 à 15 V ;
- Consommation : 7 mA pour une alimentation de 4,5 V
  10 mA pour une alimentation de 9 V
  12 mA pour une alimentation de 15 V
- rapport signal sur bruit rapporté à l'entrée : 6 dB ; sensibilité : 1 µV (sur 60 Ω) ;
- rapport signal sur bruit rapporté à l'entrée : 26 dB ; sensibilité : 7 µV (sur 60 Ω) ;
- rapport signal sur bruit rapporté à l'entrée : 58 dB ; sensibilité : 1 mV (sur 60 Ω).

Une application directe de ce circuit intégré TCA 440 est un récepteur de télécommande dont le schéma (fig. V-12) donne non seulement le branchement de ce circuit, mais aussi la valeur de tous les composants périphériques associés. L'alimen-

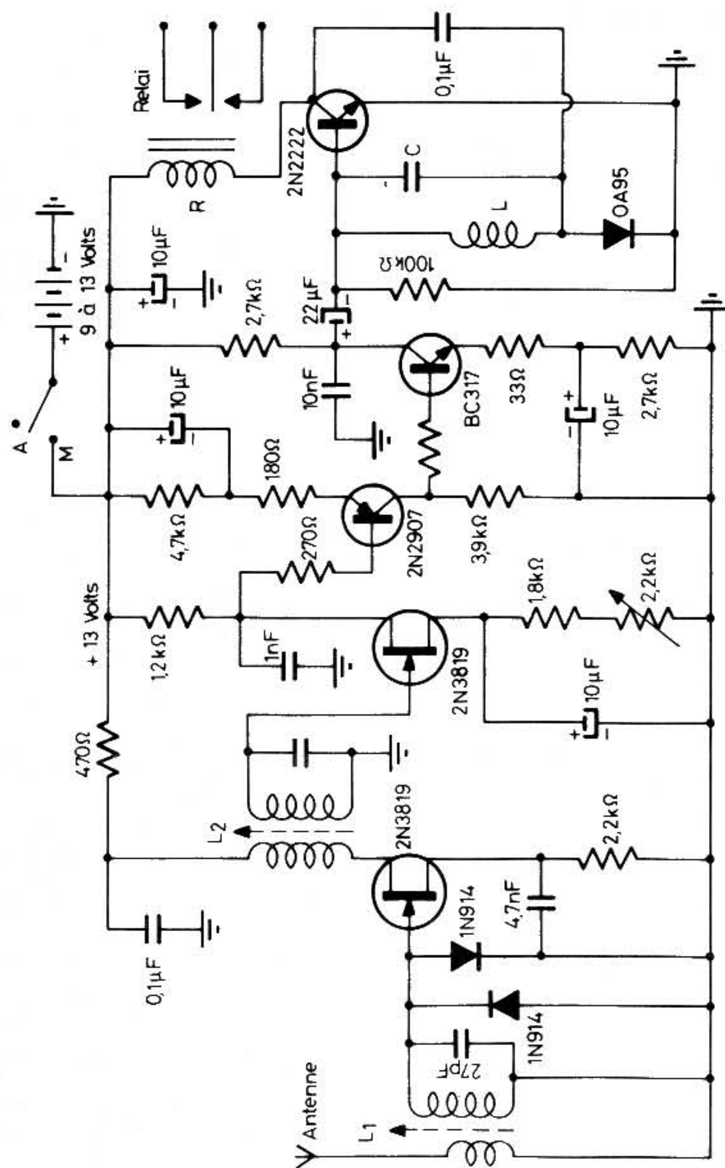


Fig. V-13. — Récepteur de télécommande à FETs. Complet.

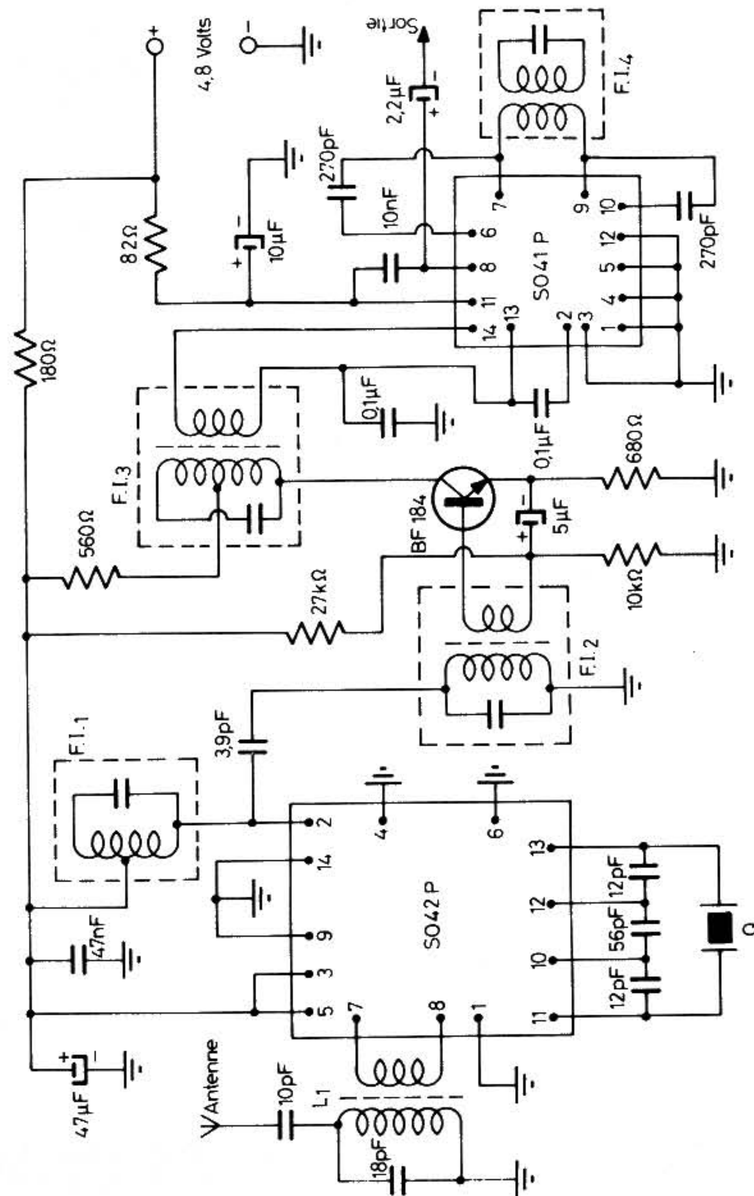
tation sera fournie par une simple pile de 4,5 V et la consommation totale du récepteur sera d'environ 11 mA (soit : 7 mA pour le CI et 4 mA pour les autres composants). Le niveau d'entrée (antenne) sera d'environ 2 μV pour obtenir un niveau de sortie bien stable vers le circuit d'utilisation ou vers le décodeur.

Le CI qui est fabriqué par Siemens reçoit le signal d'entrée entre les bornes 1 et 2 qui sont excitées par l'enroulement secondaire de la bobine d'accord L_1. Un quartz (taillé sur 26,665 MHz) pilote l'oscillateur local, dont la bobine L_2 est réglée à la résonance du quartz. Deux transformateurs FI sur 455 kHz ainsi qu'un filtre à quartz (également sur 455 kHz) constituent les éléments associés à l'amplificateur FI et la détection est assurée par la diode AA119.

Le filtre à quartz est du modèle céramique et du type SFD455. Le circuit de CAG commande le gain de l'étage amplificateur HF intégré et le mélangeur est un montage dit « équilibré ». A noter enfin que ce CI dispose intérieurement d'une stabilisation de tension sous 3,5 V et le dispositif de régulation fait partie intégrante du CI. Pour obtenir les réglages optimals des différents bobinages, que ce soit des bobines L_1 et L_2 ou des transformateurs FI, on pourra brancher un voltmètre à relativement forte résistance interne entre la borne 10 du CI et la masse. La déviation de l'aiguille sera proportionnelle au champ HF reçu. On recherchera donc le maximum de déviation de l'aiguille du voltmètre en enfonçant plus ou moins les noyaux des selfs HF et des transformateurs FI. Une fois cet alignement obtenu, il ne sera plus nécessaire d'y retoucher et l'on pourra débrancher le voltmètre. Les deux bobinages HF auront respectivement : L_1 : 11 spires de fil émaillé de 0,8 mm bobinées sur un mandrin LIPA de diamètre 6 mm à noyau. L'enroulement de couplage aura 5 spires couplées côté masse. L_2 : 11 spires (identiques à L_1 mais sans enroulement de couplage).

Le récepteur que nous venons de voir était du modèle à changement de fréquence. Mais avec les transistors à effet de champ, ou FET, il est possible de réaliser des récepteurs très sensibles et très simples (du type à amplification directe ou à super-réaction). Le récepteur que montre la figure V-12 utilise donc deux FET de type 2N3819 pour la partie HF et deux transistors 2N2907 et BC317 pour l'amplificateur BF suivi par un transistor de commande du relais qui pourra être un 2N2222 ou tout autre petit NPN en boîtier TO 18 ou TO 5. La mise au point d'un tel récepteur à amplification directe est des plus simple. Les diodes 1N914 montées tête-bêche à l'entrée du premier 2N3819 servent à écrêter les signaux forts, ce qui évite une saturation du récepteur lorsqu'il est très proche de l'émetteur. Le second transistor FET fonctionne en détecteur par le drain sur lequel on recueille le signal BF détecté qui est alors transmis à la base du 2N2907 par une résistance de 270 Ω. Le signal BF est alors amplifié par le 2N2907 et par le BC317 et appliqué au 2N2222 qui commande la fermeture ou l'ouverture du relais R. Un filtre actif est associé au 2N2222. Ce filtre est constitué par la self L et par la capacité C de telle sorte que ce circuit accordé résonne sur la fréquence BF de modulation utilisée par l'émetteur. Cela évite les fausses manœuvres dues à des parasites qui seraient détectés et qui commanderaient à tort le relais. L'alimentation du récepteur sera fournie par une pile de 9 V ou par trois piles 4,5 V montées en série et délivrant 13,5 V, le — étant à la masse du montage. Les bobinages sont tous réalisés sur des mandrins de diamètre 7 mm à noyau de ferrite et comportent :

L_1 : 9 1/2 spires de fil émaillé de 0,6 mm et son enroulement de couplage d'antenne : 3 1/2 spires de fil de câblage sous vinyl, couplées côté masse.



L_2 : identique à L_1 et son enroulement de couplage : 6 1/2 spires de fil de câblage sous vinyl.

Pour éviter toute interaction entre les deux bobinages HF, il y aura intérêt soit à blinder l'un par rapport à l'autre, soit à les monter dans deux plans perpendiculaires.

Le dernier montage de récepteur de télécommande utilise deux circuits intégrés de Siemens de type SO42P et SO41P qui constituent une platine de réception 27 MHz fonctionnant en FM (ce qui est original). Il s'agit d'un récepteur superhétérodyne à intégration presque totale, doté d'une grande sensibilité et d'une très bonne sélectivité. Il profite également des avantages inhérents à la FM. Son alimentation est obtenue à partir d'une pile délivrant 4,8 V et son schéma (fig. V-14) montre une relative simplicité et le nombre de composants périphériques nécessaires à cette réalisation est assez limité. Le changement de fréquence est effectué par le SO42P qui est un modulateur équilibré intégré. L'oscillateur local est piloté par quartz sans nécessiter pour autant de bobinage. L'entrée HF est du type différentielle et le seul bobinage à réaliser est celui qui reçoit le signal capté par l'antenne. Les avantages d'un tel CI sont : une haute qualité du signal FI caractérisé par un taux d'intermodulation très faible :

— une réjection totale des fréquences incidentes,

— une très bonne qualité de circuit qui se contente d'un simple circuit accordé sur la fréquence de travail avec un enroulement de couplage d'antenne.

Le signal FI mis à la résonance aux bornes du transformateur FI_1 est appliqué à FI_2 qui agit en filtre de bande et qui excite à son tour la base du transistor BF 184 dont le collecteur est chargé par FI_3 dont la sortie est connectée aux bornes d'entrée 13 et 14 du CI SO41P. Un quatrième transformateur FI est branché entre les bornes 7 et 9 du CI et la tension de sortie disponible pour l'application que l'on désire, est prélevée sur la borne 8 au travers d'un condensateur chimique de 2,2 μF. Le fait d'utiliser quatre enroulements FI (accordés sur 455 kHz) contribue à améliorer la sensibilité et surtout la sélectivité du récepteur. Ces deux circuits intégrés se présentant sous forme de boîtiers enfichables de type « dual in line » à 14 pattes. Réalisé convenablement, ce récepteur tient au complet sur un circuit imprimé de dimensions 38 × 52 mm.

Pour ne pas alourdir inconsidérément ce chapitre, nous n'irons pas plus loin dans la description d'émetteurs et de récepteurs de télécommande, car ils seraient tous plus ou moins proches de l'un des montages que nous avons décrits plus haut, à quelques variantes près. De même, nous ne décrirons pas les dispositifs d'asservissements, les servomécanismes et autres organes utilisés dans la télécommande des modèles réduits car tout cela devrait faire l'objet d'un ou de plusieurs volumes spécialisés et ce n'est pas le but de cet ouvrage, dans lequel la télécommande et plus généralement toutes les télécommandes possibles et imaginables ne sont mentionnées qu'à titre d'applications possibles et intéressantes de la bande des 27 MHz.

CHAPITRE VI

LES RECEPTEURS SCANNERS

Les récepteurs de type « scanner » sont des récepteurs de surveillance d'une ou de plusieurs bandes radioélectriques ; cette surveillance est automatique et le but d'un tel récepteurs est de détecter des émissions connues ou inconnues à l'intérieur d'une bande de fréquence, de s'arrêter dessus et d'en permettre l'écoute.

Le verbe « to scan » signifie en anglais : balayer, parcourir non pas balayer dans le sens de balayer la cour de la caserne, mais balayer dans le sens du regard qui balaie l'horizon. Un récepteur de type « scanner » sera donc un récepteur qui effectuera automatiquement un balayage d'une ou de plusieurs bandes de fréquence radioélectriques en ne s'arrêtant que sur des émissions sortant nettement du bruit de fond et en en permettant l'écoute. Cette notion de bruit de fond est très importante dans le cas des récepteurs scanners car il est impératif de fixer un certain niveau de signal au-delà duquel le scanner s'arrêtera, mais en dessous duquel le scanner passera outre sans s'arrêter. Considérons la figure VI-1 ; elle nous montre l'aspect panoramique d'une certaine plage de fréquence allant de F_1 à F_2 telle qu'on peut la voir sur l'écran d'un récepteur panoramique. Les fréquences F_1 et F_2 peuvent être quelconques. Ce pourra être des signaux HF ou VHF, qu'importe, l'aspect reste le même. Sur cette plage de fréquence, on voit tout d'abord un certain bruit de fond

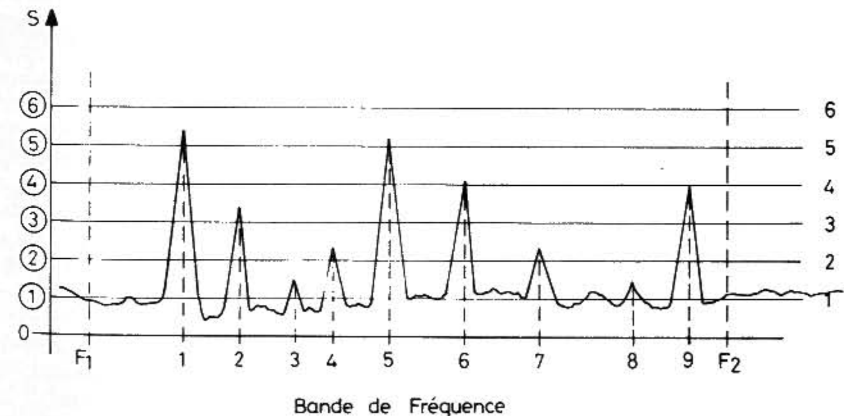


Fig. VI-1. — Aspect panoramique d'une bande fréquence.

d'où émergent certaines émissions : nous en avons dessiné neuf avec des amplitudes très variables. Ceci en abcisses, c'est-à-dire sur l'axe horizontal gradué en fréquence en ordonnées (axe vertical) nous avons porté les graduations correspondant à la sensibilité du récepteur scanner, graduations qui vont de 0 à 6. Ceci est tout-à-fait arbitraire et n'est donné que pour mieux faire comprendre le fonctionnement des récepteurs scanners. Notre récepteur scanner va donc balayer la bande couvrant de F à F_2 et ceci en quelques secondes ; lorsqu'il arrive à F_2, il revient automatiquemen à F_1 et recommence son balayage jusqu'à F_2... etc. Si la sensibilité du récepteur es ajustée au niveau 0 : le récepteur se bloquera immédiatement puisqu'il recevra l bruit de fond comme s'il s'agissait d'une émission et l'on ne pourra rien tirer de vala ble de cette écoute ; si la sensibilité du récepteur est ajustée au niveau 1, on voi que les 9 émissions émergent de ce seuil ainsi du reste que le bruit de fond à certain endroits (entre F_1 et 1, entre 5 et 6, entre 6 et 7, entre 7 et 8 et au-dessus de 9) Dans ce cas, le récepteur se bloquera encore à cause du bruit de fond ; ce n'est pas encore vraiment opérationnel ; si la sensibilité est ajustée au niveau 2, seules les émissions 1, 2, 4, 5, 6, 7 et 9 émergeront du niveau affiché et le bruit de fond n'aur plus d'influence sur le récepteur, mais de même les émissions 3 et 8 ne seront plus considérées comme des émissions mais assimilées au bruit de fond. La sensibilit étant placée au niveau 3, seules les émissions 1, 2, 5, 6 et 9 émergeront encore e dans ce cas, le récepteur ne se bloquera en écoute que sur ces quatre émissions la sensibilité passant au niveau 4, il n'y aura plus que les émissions 1, 5 et 6 qui seron susceptibles de stopper le balayage du récepteur. Au niveau 5, la sensibilité est tell que les seules émissions 1 et 5 restent valables, tandis qu'au niveau 6 la sensibilit a dépassé la valeur permettant au récepteur de stopper sur une quelconque émission et rien ne sera plus reçu. Il faudra donc en pratique, doser la sensibilité du récepteu de telle sorte que le balayage ne soit pas interrompu par le bruit de fond ni par de émissions trop faibles et qui pourraient être trop nombreuses. Nous réglerons donc la sensibilité du récepteur entre les niveaux 2 et 3 afin d'obtenir un fonctionnement réellement efficace et qui ne sera pas perturbé par le bruit de fond, ni par les stations trop faibles. Les récepteurs scanners sont donc tous munis d'un circuit de squelch que l'on ajustera pour obtenir la sensibilité recherchée.

Les récepteurs scanners permettent donc d'effectuer une veille permanente su une bande de fréquence HF, VHF ou UHF grâce à un dispositif séquentiel d'exploration programmée. Ils sont très utiles pour améliorer la gestion des réseaux radiotéléphoniques mettant en œuvre plusieurs fréquences de trafic.

Ce type de récepteurs existe sous plusieurs versions, allant du modèle de poche miniaturisé, au modèle portatif plus évolué, en passant par le modèle destiné à êtr monté sur un véhicule ou sur un navire, pour atteindre les récepteurs conçus plu spécialement pour des installations fixes (stations de base). Il existe, en outre un réglementation officielle qui doit être ici mentionnée, car l'emploi des scanners peu parfois porter atteinte à la vie privée ou aller à l'encontre du secret des communications radioélectriques. On peut résumer ainsi les grandes lignes de la réglementation concernant l'emploi des scanners en France : « nul n'est censé prendr connaissance de communications radioélectriques qui ne lui sont pas destinées ». D plus « celui qui divulguera le contenu de messages qu'il aura captés indûment s rendra coupable aux yeux de la loi et pourra être poursuivi conformément aux te mes de la législation concernant le secret des communications téléphoniques » e

ceci est tout particulièrement valable dans le cas où l'on viendrait à capter des émissions de police, de gendarmerie... etc.

Il s'ensuit que suivant le type et la nature des récepteurs scanners, leur vente et leur utilisation pourra être autorisée ou interdite ; prenons un exemple : un scanner de poche à quatre fréquences permettant de surveiller seulement quatre canaux d'un réseau de radiotéléphone, réseau dont le détenteur du scanner est membre, sera parfaitement autorisé, puisque son utilisateur ne pourra capter que des messages qui le concernent ou qui concernent l'organisation dont il est membre. Autre exemple : un radio-amateur titulaire d'une licence (même licence restreinte de réception seule) sera autorisé puisqu'il recevra tout ce qu'un récepteur normal pourrait recevoir à sera autorisé puisqu'il recevra tout ce qu'un récepteur normal pourrait recevoir à l'intérieur d'une bande que l'utilisateur est autorisé à écouter : donc, dans ce cas là, pas de problème. Mais par contre, un scanner plus perfectionné qui permettrait d'écouter toute la bande des radio-téléphones des P.T.T., ainsi que les bandes utilisées par les services de police, et qui s'arrêterait automatiquement sur toute émission de police ou toute émission émanant d'un radio-téléphone privé, serait strictement interdit et au cas où son utilisateur capterait des messages privés ou des messages de police ou de services officiels, il lui serait absolument et strictement interdit d'en faire état et à plus forte raison d'en divulguer les termes. Voilà, dans les grandes lignes, la réglementation française qui concerne l'utilisation des scanners. Ces derniers ont fait leur apparition en Europe dans les années 72. Les premiers scanners étaient équipés de quartz destinés à fixer la fréquence de chaque canal surveillé. Un scanner de poche pouvait surveiller quatre canaux déterminés, chaque canal étant défini par un quartz. La présentation de tels récepteurs de surveillance de poche (fig. VI-2) était celle d'un petit talkie-walkie, mais ne disposant pas d'émission.

Un tel scanner disposait des commandes suivantes :

- une petite antenne télescopique ou non (antenne souple caoutchouc) ;
- quatre touches correspondant aux quatre canaux ;
- un potentiomètre de volume sonore et de marche-arrêt ;
- un potentiomètre de réglage de la sensibilité et du squelch ;
- un haut-parleur et éventuellement un jack pour le branchement d'un écouteur individuel.

Les dimensions du boîtier : 150 × 50 × 30 mm et un poids d'environ 400 g (piles ou batteries rechargeables comprises) en font un appareil très maniable. Une remarque concernant ces quatre touches correspondant aux quatre canaux à surveiller : il peut arriver que l'on veuille surveiller un seul canal ; dans ce cas, on enfoncera seulement la touche du canal en question, les trois autres touches étant relevées. Si l'on souhaite surveiller deux canaux simultanément, on enfoncera seulement deux touches et le balayage s'effectuera automatiquement sur ces deux canaux et seulement sur ces deux là et si l'on veut surveiller trois canaux : on enfoncera les trois touches et pour une surveillance totale, les quatre touches seront enfoncées.

Mais il peut arriver, à l'inverse, que surveillant les quatre canaux, il y ait, sur l'un des canaux une émission, soit qui ne nous intéresse pas, soit qui soit par exemple, une porteuse non modulée et sans intérêt (un radio-téléphone mal raccroché, celà arrive souvent !) et à chaque balayage notre scanner va s'arrêter sur cette émission

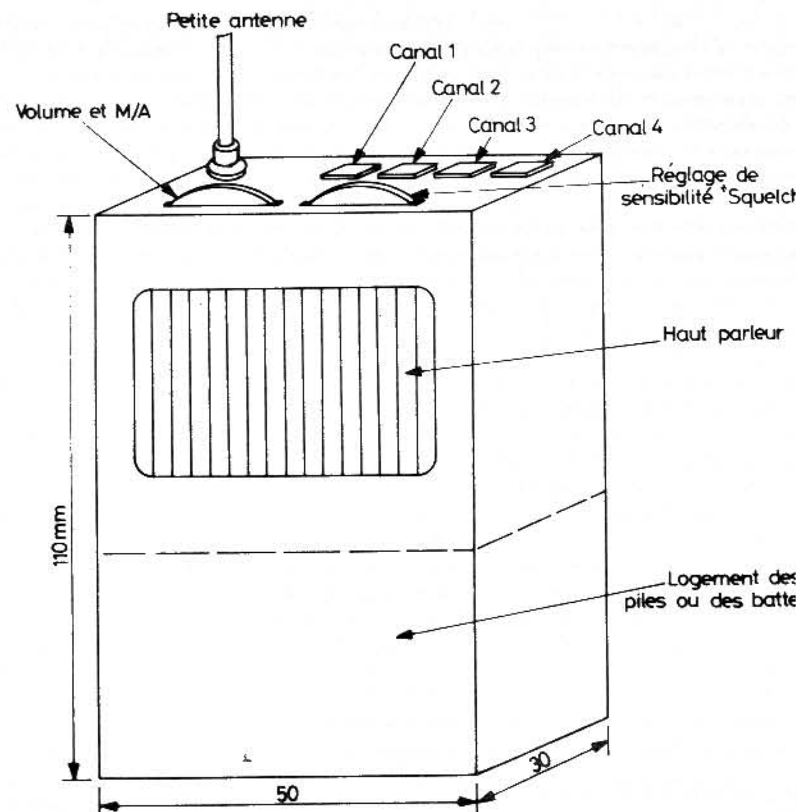


Fig. VI-2. — Scanner de poche à 4 canaux.

anormale, le bloquant à chaque passage, c'est-à-dire toutes les 3 ou 4 secondes qui est très désagréable. Dans ce cas, on neutralisera le canal concerné, en relach la touche correspondante et le balayage pourra alors se poursuivre tout-à-fait r malement.

Tous les scanners seront donc munis d'un dispositif permettant de neutral certaines fréquences qui pour une raison ou pour une autre, devront être tem rairement exclues de la gamme à surveiller. Revenons-en aux différents mod de scanners disponibles : après avoir vu le modèle de poche (fig. VI-2), voyons r dement un modèle portatif équipé de dix canaux. Ce modèle, originaire des U.S (fig. VI-3) est portatif et son alimentation est assurée par des piles (6 piles de 1,5 ou par une petite batterie cadmium-nickel rechargeable. Ses dimensions le ren très maniable, mais difficile à placer dans une poche ! Son poids est de 600 g, p

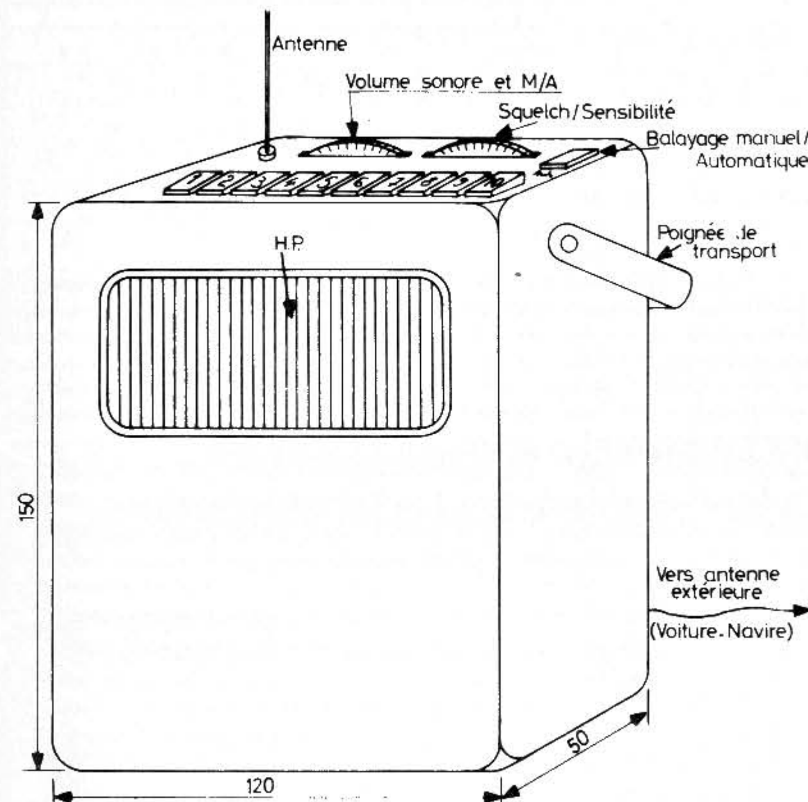


Fig. VI-3. — Récepteur scanner à 10 canaux (modèle portatif).

ou batteries comprises. On y retrouve les mêmes organes de commande que sur le modèle de poche, avec en plus une prise pour antenne extérieure (fonctionnement à bord d'une voiture ou d'un navire) et un clavier à dix touches au lieu des quatre touches du modèle de poche. Les dimensions du coffret : 150 × 120 × 50 mm en font un appareil facile à installer à bord d'un véhicule et aussi facile à porter à la main. En outre, il est important de mentionner que si les scanners de poche à quatre canaux sont toujours prévus pour fonctionner sur une seule et unique bande de fréquence, c'est-à-dire que pour un récepteur donné les autre canaux seront tous les quatre placés dans une même gamme : 27 MHz, ou 144 MHz ou 435 MHz... etc., il n'en sera pas de même pour les récepteurs mobiles qui pourront être munis de canaux répartis sur plusieurs bandes de fréquences, par exemple : quatre canaux sur 27 MHz, trois canaux sur 144 MHz et trois canaux sur 435 MHz, de telle sorte qu'un

même récepteur puisse surveiller à la fois des canaux HF, des canaux VHF et canaux UHF tout en conservant la possibilité d'en neutraliser certains si besoin

Basé sur ce même principe, le récepteur scanner destiné à être utilisé à p fixe (fig. VI-4) et qui ne diffère du modèle précédent que par le nombre de can (seize canaux pouvant être répartis sur huit gammes de fréquences : 27 M 50 MHz, 80 MHz, 130 MHz, 145 MHz, 160 MHz, 435 MHz et 450 MHz. Sa pré tation est plutôt celle d'un récepteur prévu pour être posé sur un bureau, mais n'empêche de l'utiliser à bord d'un véhicule ou d'un navire. Deux antennes téle piques (l'une pour les HF et VHF et la seconde pour les UHF) sortent du coffret (les dimensions sont : 100 × 230 × 210 mm et son poids d'environ 1,5 kg. Deux pı coaxiales sont disposées à l'arrière du boîtier pour un raccordement à des anter extérieures.

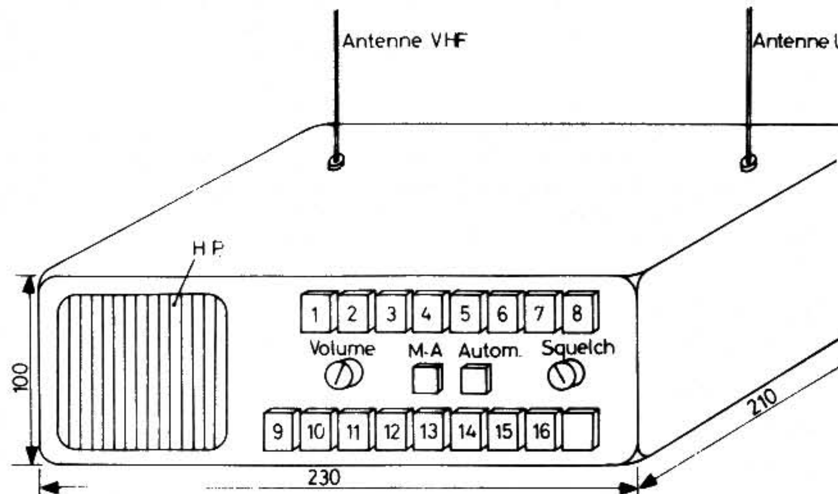


Fig. VI-4. — Récepteur scanner à 16 canaux HF - VHF - UHF (poste fixe).

Ce type de récepteur tout comme le précédent est muni, en outre d'une tou permettant d'effectuer le balayage soit en automatique, soit manuellement. balayage automatique, le récepteur fonctionne comme il a été décrit plus haut surveillant toutes les fréquences affichées et en ne s'arrêtant que sur celles qui s occupées par des émissions dépassant le niveau affiché par la commande de s sibilité ; en balayage manuel, le récepteur ne saute d'une fréquence à l'autre qu appuyant sur la touche correspondant au canal que l'on veut surveiller et il re sur le canal dont on enfonce la touche et ne le quitte que lorsque l'on appuie une autre touche ou bien si l'on renfonce la touche correspondant au balayage au matique.

Les quatre modèles de récepteurs scanners que nous venons de voir sont équ de quartz qui définissent la fréquence de chaque canal. Il est une autre technol

de scanner qui évite l'emploi des quartz et qui élimine l'inconvénient de devoir changer de quartz pour pouvoir changer de fréquence de réception. Il s'agit du système de scanner à carte perforée ; dans ce cas, le récepteur est muni d'un lecteur de carte, chaque carte portant un certain nombre de perforations disposées suivant une matrice qui fixe le codage des fréquences en fonction de la position en abscisse et en ordonnée de chaque perforation. Ce modèle de scanner n'a pas eu une très grande durée de vie en raison de l'apparition des micro-processeurs et le dernier modèle de scanner que nous poposons est une petite merveille d'ingéniosité ; présenté sous forme d'un coffret en pupitre de petites dimensions (fig. VI-5) : 180 × 200 × 70 mm et d'un poids d'environ 1,7 kg, ce récepteur est doté de possibilités illimitées, car il est capable de surveiller la gamme de fréquence allant de 27 MHz à 520 MHz. Il est muni d'une commande volume et d'une commande de réglage de sensibilité de squelch, mais également d'un réglage de vitesse de balayage, ce qui est nouveau. Il ressemble plus à une machine à calculer qu'à un récepteur, puisque toutes les commandes mises à part les trois que nous venons de citer se font par des touches qui sont très nombreuses. Un groupe d'afficheurs digitaux affiche la fréquence reçue à l'instant précis et en dehors des périodes d'écoute, cet afficheur donne l'heure, la minute et la seconde (ceci en prime !) ; les principales possibilités d'un tel récepteur sont les suivantes :

— surveillance d'une fréquence quelconque que l'on a affichée sur le clavier à touches ;

— surveillance de plusieurs fréquences (jusqu'à plusieurs centaines que l'on a affichées sur le clavier à touches et balayage à vitesse variable de ces fréquences (scanner traditionnel à très grande capacité de canaux) ;

— mise en mémoire d'une ou de plusieurs fréquences ;

— dix mémoires différentes pouvant chacune recevoir plusieurs dizaines de fréquences permettent un stockage d'informations très souple puisqu'il est possible de vider une ou plusieurs mémoires, tout en conservant le contenu des autres mémoires ;

— surveillance à la demande des fréquences contenues dans l'une ou l'autre mémoire, ou dans plusieurs, ou dans toutes les mémoires ;

— effacement partiel ou total du contenu de certaines mémoires ;

— surveillance totale d'une bande de fréquence allant de par exemple 144 MHz à 146 MHz et dans ce cas, le récepteur donne directement la valeur de toutes les fréquences utilisées entre ces deux limites, avec possibilités d'en mettre certaines, à volonté, en mémoire. Il est également possible d'afficher une bande à surveiller beaucoup plus large, par exemple : 440 MHz à 520 MHz et le récepteur donnera directement toutes les fréquences utilisées (soit : plusieurs centaines) entre ces deux limites. Il sera bien entendu possible de mémoriser les fréquences les plus intéressantes recueillies dans cette exploration, pour un réemploi ultérieur, c'est-à-dire, pour une surveillance ultérieure.

Il est encore possible de trouver de nouvelles possibilités à partir de cette conjugaison des micro-processeurs et des affichages de données, mais l'aperçu que nous venons d'en donner laisse rêveur quant à l'évolution de la technologie et quant aux possibilités qu'offre dès à présent l'alliance de la radio et de l'informatique ! La régle-

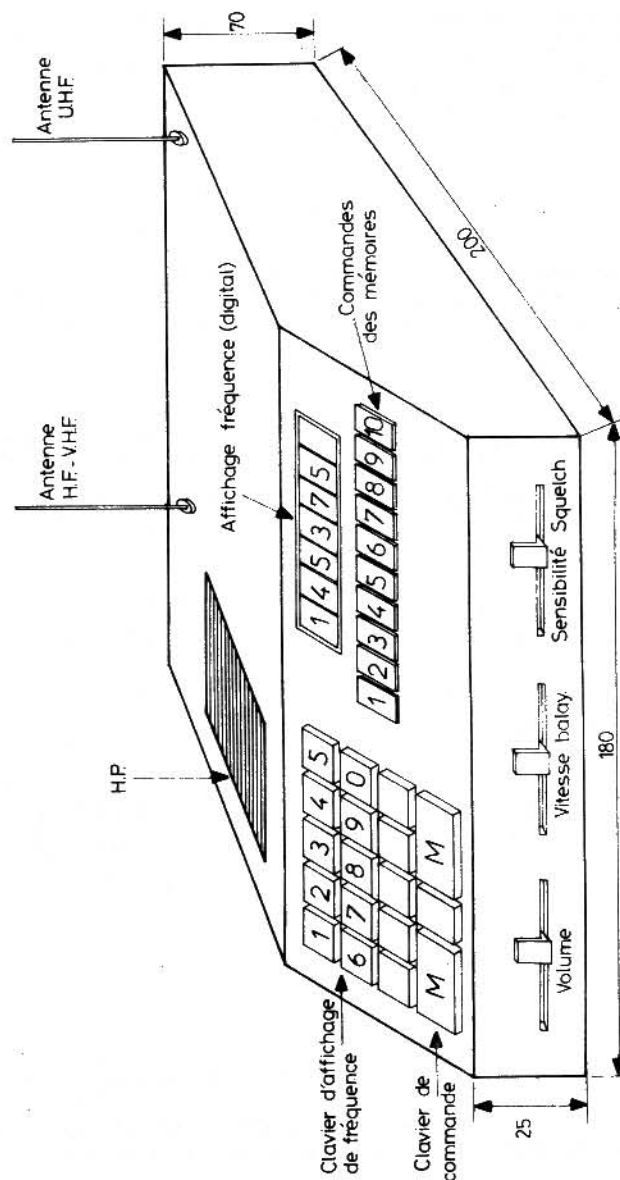


Fig. VI-5. — Récepteur scanner à microprocesseur très évolué.

mentation que nous avons mentionnée au sujet du secret des communications radio et de l'interdiction de divulguer ce que l'on aurait pu capter indûment est particulièrement valable dans le cas de ce dernier type de récepteur scanner dont la vente est sévèrement réglementée aux amateurs et l'emploi, en principe, interdit lorsque les possibilités d'écoute dépassent les limites des bandes amateurs, ce qui est évidemment le cas du récepteur de la figure VI-5 qui permet en pratique de surveiller tout le spectre de fréquences allant de 27 à 520 MHz ! Quoi qu'il en soit, ces récepteurs existent maintenant et sont dotés de telles possibilités, qu'il aurait été anormal de ne pas les mentionner dans cet ouvrage.

Enfin, à titre d'information, le prix d'un tel récepteur se situe à moins de deux mille francs français (en 1980) ; que sera l'évolution des scanners au cours des dix prochaines années ? Il est probable que l'emploi des micro-processeurs se généralisera et que les performances qui en découleront n'en seront que plus séduisantes !

Mais, comme pour le moment, ces récepteurs très évolués ne sont pas à la disposition du plus grand nombre, en raison de la réglementation, il faut, en quelque sorte se rabattre sur les appareils du commerce que le grand public peut utiliser et dont les performances sont malgré tout bien intéressantes. Nous donnons donc maintenant un aperçu des modèles proposés avec leurs principales caractéristiques.

LE MINI-SCAN DE E.F. JOHNSON

C'est un scanner de poche à quatre canaux fonctionnant sur piles ou sur batterie cadmium-nickel rechargeable et dont l'affichage se fait par quatre diodes électroluminescentes (LED) ; une antenne ferrite est incorporée, mais une antenne souple extérieure peut être connectée à la partie supérieure du boîtier afin d'améliorer la sensibilité du récepteur. Des quartz sont utilisés.

LE CHEYENNE 8 DE PEARCE SIMPSON

C'est un récepteur scanner à huit canaux qui peut être utilisé à poste fixe ou en mobile et qui est muni d'un double changement de fréquence avec un filtre à quartz sur 10,7 MHz et un filtre céramique sur 455 kHz. Trois vitesses de balayage : 5 - 10 - 15 canaux par secondes et là encore, ce sont des quartz qui définissent la fréquence de chaque canal.

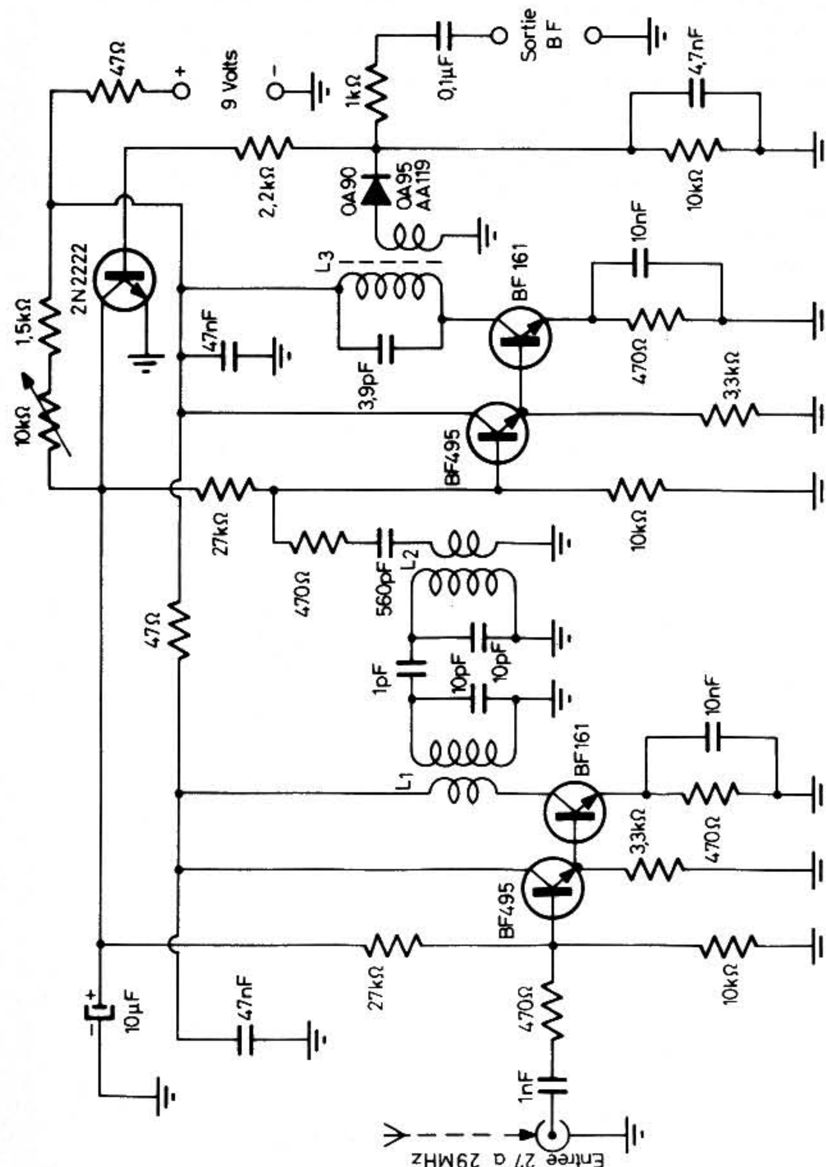
LE GR 110 DE HEATHKIT

Un scanner à sept canaux, vendu en kit à affichage direct du canal par indicateur numérique électroluminescent à sept segments. Possibilité de visualiser la séquence d'exploration.

LE SENTINEL DE SBE LINEAR SYSTEMS

Un récepteur à double tête HF permettant d'explorer indifféremment la gamme 30 MHz et la gamme 150 MHz. La vitesse de balayage est de dix canaux par seconde. Un dispositif de priorité peut être utilisé sur certains canaux.

Bien d'autres récepteurs scanners sont présents sur le marché mais les caractéristiques sont toujours assez voisines des quatre modèles que nous venons d'énumérer. Il s'agit dans la plupart des cas de matériels d'origine américaine ou japonaise.



Un scanner pour amateur

Nous ne voulons pas donner de schéma détaillé de scanner à canaux, car cela sort du cadre de cet ouvrage, mais le schéma de la figure VI-6 montre une réalisation simple permettant de surveiller une bande (par exemple de 27 à 29 MHz) et de déceler ainsi le démarrage d'une station à un endroit quelconque de la bande. Ce montage, simple à réaliser, pourra tout aussi bien être utilisé sur la bande amateur 144 à 146 MHz, et même en UHF sur la bande 430 MHz.

Ce schéma utilise cinq transistors qui sont tous des NPN au silicium et une simple diode au germanium de type OA 90 ou OA 95.

Le circuit d'entrée est muni d'un BF 495 suivi d'un BF 161 suivi à son tour par un circuit accordé à large bande L_1 et L_2 montées en cascade ; L_1 sera accordé par exemple sur 27,5 MHz et L_2 sur 28,5 MHz de telle sorte que l'accord global de l'ensemble soit plus étalé. Un BF 495 suivi par un BF 161 amplifie le signal délivré par la première partie du montage et le circuit accordé L_3 (sur 28 MHz) est suivi par une simple détection par diode d'où est issu le signal BF utilisable en sortie. Une partie de ce signal BF est envoyée sur la base d'un transistor 2N2222 ou BF 495, dont l'émetteur va à la masse et dont le collecteur est raccordé à la ligne d'alimentation positive des bases des étages HF de telle sorte que lorsqu'une émission est détectée, il y a une sortie BF qui vient asservir les étages HF par le truchement de ce transistor 2N2222. La diode de détection pourra être une OA 90 ou OA 95 ou mieux une AA 119. La résistance variable de 10 kΩ permet de doser le gain du récepteur. Alimenté sous 9 V (le — à la masse), ce dernier ne consomme que 4 à 5 mA.

Circuit d'appel sonore

Avant de clore ce chapitre, il nous a semblé intéressant de donner la description d'un circuit d'appel sonore à 1750 Hz pouvant être utilisé soit par des amateurs de citizen band soit par des radio-amateurs désireux d'équiper leur station d'appel (sélectif ou non) ou de pouvoir déclencher la mise en marche des récepteurs qui, tous, nécessitent l'émission d'un signal de fréquence 1750 Hz pour passer en émission.

Ce schéma (fig. VI-7) est très simple. Il utilise deux transistors : BC 322 et 2N918 (ou tout autre NPN disponible).

Le 2N918 fonctionne en oscillateur BF à réseau déphaseur avec des cellules RC (5,6 kΩ et 10 nF) qui donnent approximativement du 1750 Hz. Mais comme, pour certains relais (celui de la région parisienne en particulier) la tolérance de fréquence est très tricte (quelques hertz) il faut pouvoir ajuster avec précision cette valeur de 1750 Hz, valeur qui pourra être quelque peu variable en fonction de la tolérance des composants utilisés (si leur tolérance est de ± 20 %, la fréquence émise ne sera que de loin la valeur théorique de 1750 Hz ! C'est la raison pour laquelle nous avons remplacé l'une des résistances fixes de 5,6 kΩ par une résistance ajustable de 10 kΩ qui permettra de rattraper cette erreur quant à la fréquence. Il sera bon de se munir

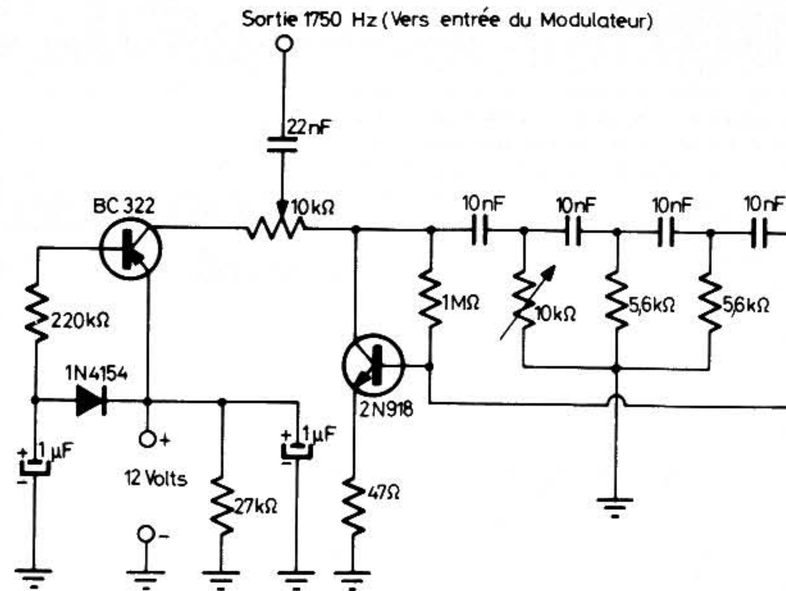


Fig. VI-7. — Circuit d'appel sonore à 1750 Hz.



Fig. VI-8. — Récepteur scanner professionnel.

d'un fréquencemètre pour déterminer avec précision la valeur de la fréquence de sortie. Il n'y aura plus à retoucher, en principe, à ce réglage, sauf éventuellement en fonction de la température qui peut faire dériver la valeur de certains composants. Le niveau de sortie est ajustable par un potentiomètre de 10 kΩ monté en série avec le collecteur du BC 322 dont le rôle est de n'alimenter l'oscillateur BF qu'au moment où l'on passe en émission, de telle sorte que l'émission de 1750 Hz ne dure qu'environ une seconde, c'est-à-dire la durée nécessaire au déclenchement du répéteur ou de l'installation que l'on désire appeler, et ensuite, la note BF n'étant plus nécessaire, elle s'arrête automatiquement. La constante de temps qui définie cette durée d'émission de tonalité BF est fixée par la cellule RC constituée par la résistance de 27 kΩ les capacités de 1 µF et la diode 1N4154.

Réalisé sur un petit circuit imprimé par notre ami F8CV, ce module a comme dimensions : 25 × 65 mm et trouve de nombreuses applications.

CHAPITRE VII

LES RADIOTELETYPES, LES RADIOTELEIMPRIMEURS ET LA RADIOTELEGRAPHIE AUTOMATIQUE

Parmi toutes les applications des ondes courtes, il en est deux que nous voudrions développer quelque peu dans ce chapitre. Nous en resterons aux généralités et aux grandes lignes, car, là encore, il serait nécessaire d'écrire de nombreux et volumineux ouvrages spécialisés pour étudier à fond ces techniques, qui sont : les radiotélétypes ou radiotéléimprimeurs et la radiotélégraphie automatique.

Les radiotélétypes et les radiotéléimprimeurs

L'émission et la réception radio commandée par un téléimprimeur est généralement désignée sous l'appellation de RTTY ; cette abréviation venue des U.S.A. provient du terme Radiotélétype ; aussi les termes radiotélétypes et radiotéléimprimeurs sont-ils synonymes et nous n'emploierons plus que l'expression RTTY pour les désigner. A noter que le nom américain de Télétype est une marque déposée américaine et qu'en France on parle officiellement de radiotéléimprimeur soit en abrégé RTI.

Tout comme la télégraphie morse, le RTTY utilise un système binaire, c'est-à-dire un système comportant deux états définis : tout ou rien, courant positif ou courant négatif, note musicale ou silence... etc. L'alphabet utilisé a été établi en 1877 par un français, l'ingénieur Emile Baudot (1845-1903) inventeur du télégraphe imprimeur. Dans cet alphabet, tous les signaux sont des points et l'intervalle entre les points a une valeur d'information, au même titre que les points eux-mêmes et tous les caractères ont la même durée de transmission. Pour passer du télégraphe imprimeur au téléimprimeur moderne, il a suffi de remplacer le clavier à cinq touches de Baudot par un clavier à 32 touches du type machine à écrire, qui assure automatiquement la combinaison de points caractéristique du caractère ou du signe transmis.

Chaque caractère est représenté par cinq impulsions significatives de l'une ou de l'autre catégorie, que l'on appelle « moments ». La combinaison de ces cinq moments conduit à 211 soit 32 combinaisons. En utilisant deux de ces combinaisons pour « lettres » et « chiffres », ce qui correspond à la touche « majuscules » sur

Nº CCIT	Lettres	Chiffres ou ponctuation		Impulsions							Perforations correspondant à la bande standard
		FRANÇAIS	USA	START	1	2	3	4	5	STOP	
1	A	—									O O o
2	B	?									O o O O
3	C	:									O o O O
4	D	Qui est là ?	S								O o O
5	E	3									O o
6	F	É	!								O o O O
7	G	%	&								O o O O
8	H	H	£								o O O
9	I	8									O o O
10	J	Timbre	'								O O o O
11	K	(									O O o O O
12	L	)									O o O
13	M	.									o O O O
14	N	,									o O O
15	O	9									o O O
16	P	Ø									O o O O
17	Q	1									O O o O O
18	R	4									O o O
19	S	'	Timbre								O o O
20	T	5									o O
21	U	7									O O o O
22	V	=	;								O o O O O
23	W	2									O O o O
24	X	/									O o O O O
25	Y	6									O o O O
26	Z	+	"								O o O
27		Ret. chariot	> <								o O
28		Avance papier	≡								O o
29		Lettres									O O o O O O
30		Chiffres									O O o O O
31		Espacement									o O
32											o

Tableau VII-1. — Traduction de l'alphabet et des chiffres et signes en langage de télé-imprimeu

une machine à écrire, chacun des trente codes prend deux significations différentes et ce sont alors soixante combinaisons qui sont disponibles. C'est là la principale modification apportée au système télégraphique entre les machines émettrice et réceptrice, deux signaux supplémentaires ont été ajoutés aux cinq moments, ce sont :

— un signal de départ (start) qui est toujours un signal de travail ;

— un signal d'arrêt (stop) qui est toujours un signal de repos. Ce signal de stop est émis en permanence pendant les périodes de non transmission, aussi bien entre les messages qu'entre les caractères lors de la transmission manuelle ; en transmission automatique (bande perforée) ce signal a une durée minimale de 1,42 moments.

Le tableau de la figure VII-1 donne la traduction de tout l'alphabet ainsi que des chiffres et des signes en langage de téléimprimeur. La première colonne donne le numéro d'ordre de la norme CCIT ; la deuxième colonne les lettres de l'alphabet (de 1 à 26) la troisième colonne donne les chiffres et ponctuations utilisées en français, alors que la quatrième colonne les donne suivant le standard américain. La cinquième colonne montre la traduction en langage binaire du téléimprimeur avec un signal de départ, suivi de cinq moments, suivis du signal de Stop. La dernière colonne montre les perforations correspondantes sur la bande de papier standard telles qu'on peut les voir sur une bande de télex.

La figure VII-2 montre quant à elle les durées respectives des moments ainsi que des signaux de départ et de stop. Le signal de départ a une durée de 20ms, ainsi que les cinq moments qui durent tous 20 ms, alors que le signal de stop dure 30 ms ; ainsi donc, la durée totale de transmission d'une lettre, d'un chiffre ou d'un signe est de 150 ms. La durée de la transmission d'un caractère est en effet toujours la même et ne dépend que du réglage de la machine alors que l'utilisation du clavier ne permet pas la même régularité pour les temps compris entre les différents caractères ou fonctions. Le signal de départ a toujours la même durée que les moments tandis que le signal d'arrêt a une durée qui peut varier dans d'assez larges proportions.

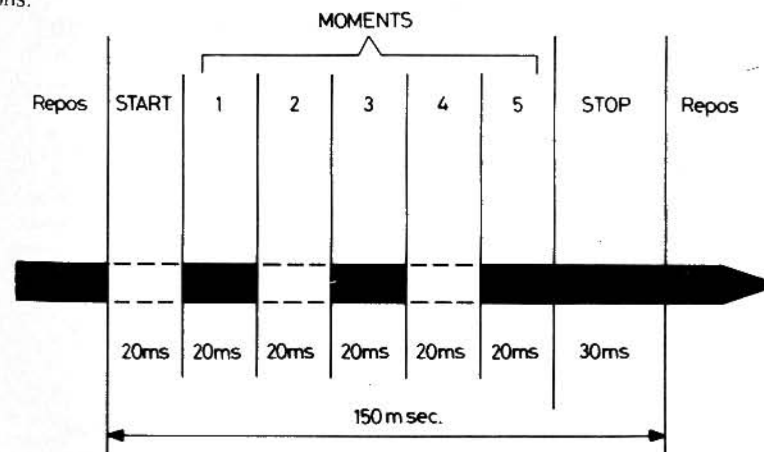


Fig. VII-2. — Durée des impulsions de télé-imprimeur.

L'unité internationale de transmission est le « baud » et qui correspond vitesse de transmission d'une impulsion par seconde. La vitesse conseillée pa Comité Consultatif International des Télécommunications (ou CCIT) est 50 bauds. Les U.S.A. utilisent 45,45 bauds, soit six caractères par seconde, soit en dix périodes de leur secteur à 60 Hz. C'est cette vitesse qui a été adoptée pa amateurs, car elle est très largement suffisante. Il ne faut pas oublier que toute mentation de la vitesse de transmission entraîne une augmentation de la bande o pée et le risque de perte de fiabilité dans la transmission. C'est ainsi que le syst ASCII à 100 bauds ne peut conduire qu'à une considérable augmentation des err dans les transmissions radio. Les progrès de l'électronique digitale autorisent sormais la production de signaux de qualité irréprochable et la réception de sign affectés d'une forte distorsion.

La distorsion télégraphique comprend non seulement la déformation des sign qui sont, théoriquement rectangulaires, mais aussi l'altération de leur durée. émission est affectée de distorsion « biaise » lorsque la durée de deux impulsi de catégorie différente n'est pas la même. Les caractéristiques des machines mo nes permettent de n'utiliser que 20 % de la durée des impulsions pour obtenir fonctionnement correct, soit 4 ms par moment, pour le standard CCIT. En déca en avant ou en arrière, au moyen d'un margeur, l'action du signal de départ (st il est possible de placer l'organe récepteur dans une partie du cycle telle que la f tion utile des signaux ne soit pas affectée de distorsion ou encore, compenser ficiellement une légère différence de vitesse entre les machines émettrice et ré trice.

L'émission de radiotéléimprimeur (quelle que soit la gamme de fréquence util est faite en décalant la fréquence de la porteuse (shift) au rythme des moment code utilisé, en agissant sur le pilote : en modifiant, par exemple, l'accord de l'o lateur à fréquence variable par l'adjonction d'une petite capacité qui abaisse la quence (diode varicap), d'où l'habitude d'avoir une fréquence de travail plus b que la fréquence de repos : c'est le système FSK (initiales de Frequency S Keying).

La seconde méthode consiste à moduler un émetteur à bande latérale uni au moyen d'une tonalité basse fréquence et de faire varier cette fréquence au ryth des moments du code, la fréquence de travail étant plus basse que la fréquence repos : c'est le système dit AFSK (initiales de Audio Frequency Shift Keying). Il f limiter dans ce cas, la charge de l'étage final qui travaille en permanence avec dissipation relativement importante. Les émetteurs-récepteurs et les amplificate linéaires modernes supportent mal ce type de trafic. Ce sera donc plus généralem le système FSK que l'on rencontrera le plus fréquemment sur les bandes amate

Le déplacement de fréquence (shift) utilisé par les amateurs et qui était au dé assez élevé, a été ramené à 170 Hz afin de réduire l'encombrement des bandes ra L'émission n'est exempte de claquement qu'avec un système AFSK dans lequ passage d'une fréquence de modulation à l'autre se fait au moment du passage la sinusoïde par zéro. L'encombrement occupé sur la bande est une fonction c plexe de la valeur du déplacement de fréquence, de la façon dont il est produi de la vitesse de transmission en bauds.

Il résulte de tout ceci qu'il paraît illusoire de compter sur le code ASCII et des grandes vitesses de transmission, au moins dans le domaine amateur ; par co

la vitesse actuelle de 45, 45 bauds et le décalage de 170 Hz semblent représenter un excellent compromis dans l'état actuel des choses.

L'organe récepteur le plus classique n'est autre qu'un téléimprimeur électromécanique dont l'âme est un électro-aimant. Il est donc nécessaire de transformer les signaux reçus en impulsions de courant continu susceptibles de l'actionner. L'élément qui effectue cette transformation pourra être connecté soit au circuit à fréquence intermédiaire du récepteur utilisé, soit au circuit à basse fréquence. C'est généralement cette dernière solution que l'on rencontre dans le trafic amateur. Le convertisseur sera donc un système redresseur qui comprendra généralement après l'étage détecteur une bascule électronique (bascule de Schmitt) ou électromagnétique (relais télégraphique) destinée à remettre les impulsions en forme. Dans le premier cas, il faut prévoir un circuit amplificateur, car l'électro-aimant de la machine demande une intensité de 20 à 60 mA suivant les modèles. Cet étage est souvent précédé d'un ou deux étages amplificateurs limiteurs et d'un filtre de bande destinés à fournir à la détection BF une tension aussi constante que possible en éliminant les signaux de fréquence voisine.

Un indicateur de réglage est indispensable. Il peut être constitué par un milliampèremètre alimenté par les deux groupes d'impulsions. S'il est à zéro central, soit par nature, soit artificiellement par un pont de tension, l'aiguille se déplace dans un sens pour les signaux de repos et dans l'autre sens pour les signaux de travail. Elle se tient donc vers le centre pendant une transmission, mais ne peut être strictement au zéro que pour des combinaisons donnant autant de signes de chaque sens, ce qui ne se trouve jamais dans la pratique. Le système le plus précis est sans conteste l'oscilloscope dont les plaques verticales et horizontales reçoivent les deux groupes d'impulsions. Le système utilisant deux branches à 90° et celui qui utilise la croix de Saint-André sont décrits dans tous les ouvrages qui traitent des téléimprimeurs. Ils permettent à la fois de se régler d'une façon précise et d'avoir une bonne représentation de la valeur du déplacement de fréquence utilisé par le correspondant.

Quels matériels pourront être utilisés ?

En fait, tous les téléimprimeurs répondant aux normes requises pourront être utilisés. Il est courant de trouver dans les surplus des machines réformées que les amateurs remettent en service et en tirent d'excellents résultats, mais ce sont généralement des téléimprimeurs électromécaniques qui ont comme principal inconvénient d'être très bruyants (bruit caractéristique d'un télex) et de consommer beaucoup de papier !

Aussi, avec l'évolution de la technologie et les progrès de l'électronique, il a été possible de remplacer les claviers mécaniques des téléimprimeurs par des claviers électroniques complètement silencieux, ceci à l'émission, et de remplacer l'organe récepteur très bruyant du type téléimprimeur, par un écran vidéo (tel un récepteur de T.V.) sur lequel viennent s'inscrire lettres après lettres, phrases après phrases, tous les messages reçus. Cette réception est absolument silencieuse et ne consomme plus aucun papier ! Lorsque tout l'écran T.V. a été rempli par le texte (émis et reçu) il se décale vers le haut, ligne par ligne, la ligne la plus ancienne disparaissant et la dernière ligne, la plus récente venant s'inscrire tout en bas de l'écran. Ce procédé, très apprécié des amateurs, l'est également des voisins, qui n'apprécient pas toujours le bruit d'un téléimprimeur fonctionnant à plein régime après 22 heures le soir dans un appartement ! De plus, la quantité effroyable de papier (et le coût de ce papier)

consommé par les téléimprimeurs classiques, fait préférer sans conteste, le systèm
vidéo. Cette association clavier électronique et écran de visualisation vidéo constitu
une nouvelle génération de moyens de transmission qui n'ont plus de commun ave
les anciens que le code utilisé. Elle permet en outre une foule de combinaisons qı
n'ont de limite que l'imagination des électroniciens.

Tout celà est bel et bon, diront certains, mais quel est le rapport avec les appl cations de la bande 27 MHz ? Le rapport est étroit, car si la réglementation s'oppos à ce que des particuliers transmettent du radiotéléimprimeur sur les fréquence 27 MHz réservées au trafic radiotéléphonique, deux possibilités s'offrent aux am: teurs s'ils veulent se livrer à des expériences au moyen d'émetteurs de très faib puissance, entrant dans la catégorie des émetteurs-récepteurs ne nécessitant pa d'homologation de la part des P.T.T., ils pourront réaliser des liaisons radiotélétype à faible distance et procéder ainsi à des essais très intéressants. Il va de soi, qu'i ne pourront pas atteindre des distances considérables, mais nous ne pensons pas qu cette application à très faible distance soit réprouvée par les autorités qui pourraier y voir une atteinte à leur monopole ! Par contre, la bande 28 MHz, bande ouvert au trafic amateur, à la condition de disposer d'une licence officielle et d'un indicati peut être très largement utilisée pour ce type de transmission et les liaisons à d très grandes distances (20 000 km par exemple) en radiotélétype sont courantes che les radioamateurs équipés de matériels destinés au trafic R.T.T.Y.

Dans ce cas, les résultats seront des plus intéressants et ceci en toute légalité

Il est également possible de se livrer à la seule réception en radiotélétype et dar ce cas, le récepteur ondes courtes associé au téléscripteur ou à l'écran vidéo pour tout aussi bien recevoir les émissions provenant des agences de presse que des st tions amateurs ou de toute autre station émettant de la RTTY ou du FSK.

Il est tout aussi passionnant de recevoir ce type d'émission (souvent codées) aı fil du balayage du cadran du récepteur que d'écouter de la téléphonie ou de la télé graphie traditionnelles.

Convertisseur à circuits intégrés

Et pour ceux qui aimeraient faire leurs premiers pas dans la réception radioté létype, nous donnons (fig. VII-3) le schéma d'un convertisseur permettant, à parti d'un récepteur ondes courtes d'actionner un téléimprimeur. Ce convertisseur utilis deux circuits intégrés de type NE 656 K et LM 741. Grâce à ces deux fonctions inté grées, la réalisation d'un tel convertisseur RTTY est des plus simple. Le circui NE 565 K est de la famille des circuits PLL (initiales de Phase Locked Loop) et sı caractérise par les avantages suivants :

— sélection automatique du shift ou de la variation de fréquence entre 150 H et 1000 Hz ;

— contrôle automatique de fréquence sur une plage de ± 500 Hz ;

— le circuit PLL possède un oscillateur contrôlé par une tension qui est d'un excellente linéarité et sa fréquence est réglée sur la valeur moyenne des deux fr

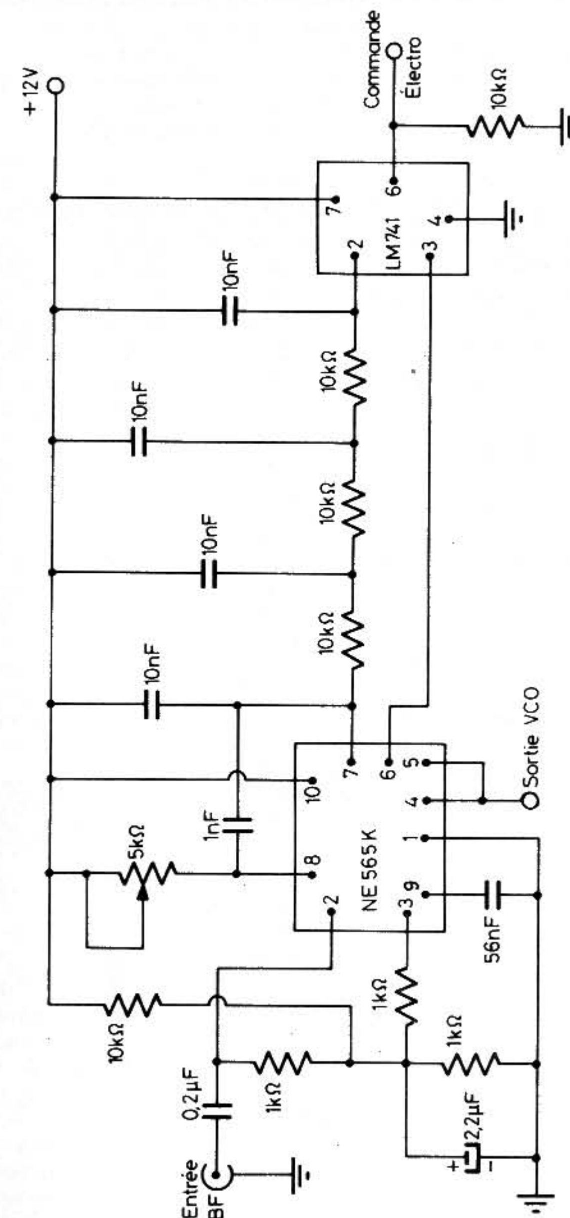


Fig. VII-3. — Décodeur RTTY simple à circuits intégrés PLL.

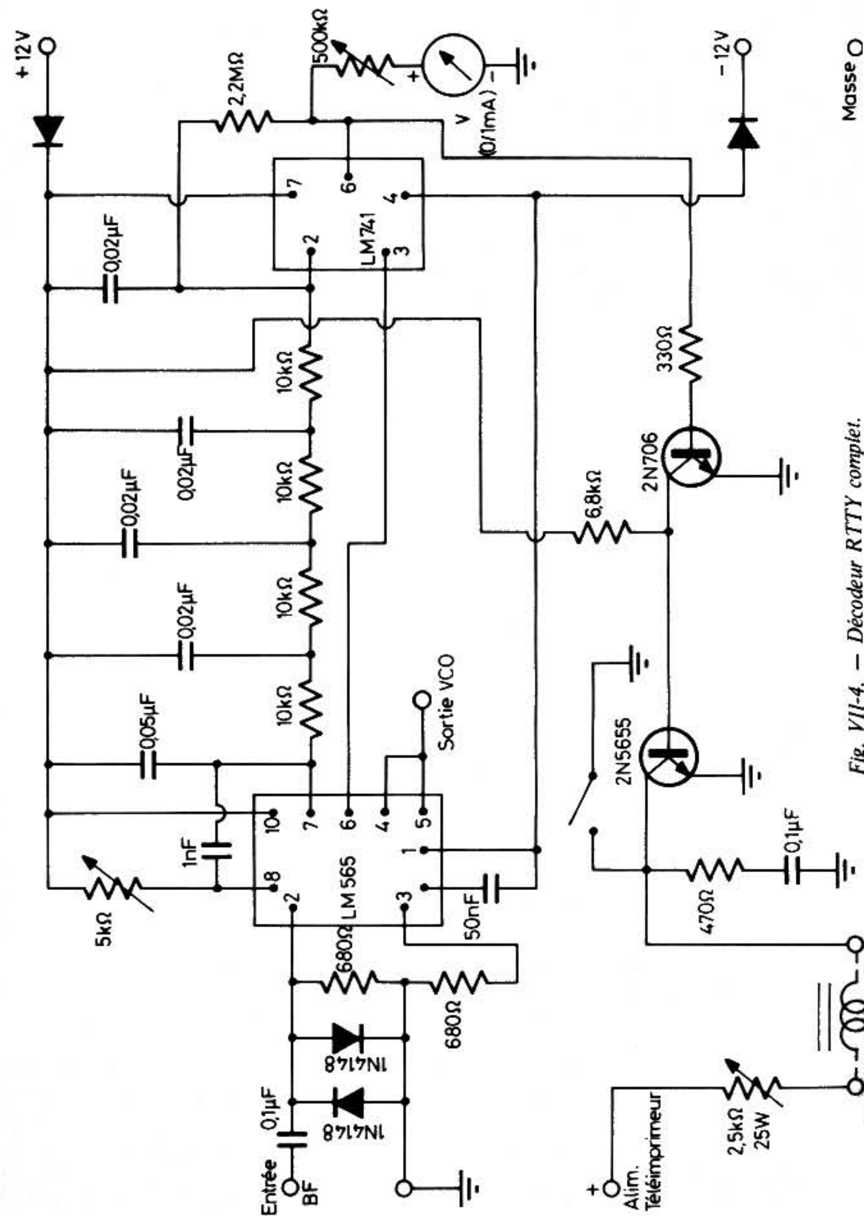


Fig. VII-4. — Décodeur RTTY complet.

quences extrêmes. La fréquence de référence est déterminée par une simple cellule RC. Elle est comparée en valeur et en phase au signal d'entrée qui est appliqué au comparateur de phase. La différence apparaît en sortie du comparateur de phase. sous forme d'une tension d'erreur qui est amplifiée, filtrée et appliquée à l'entrée de l'étage oscillateur de contrôle de la tension. Cette tension d'erreur entraîne une variation de la fréquence de l'oscillateur qui compense l'écart enregistré et il y a donc asservissement du système. La tension d'erreur se trouve annulée et le circuit reste bloqué dans cette position.

Le circuit NE 565 K délivre une tension d'erreur d'environ 100 mV pour une variation de fréquence de 200 Hz, ce qui implique qu'entre 170 Hz et 850 Hz qui sont les deux fréquences extrêmes du shift standard, il ne sera pas nécessaire de modifier quoi que ce soit au circuit pour obtenir un décodage correct. Afin d'éliminer la fréquence de l'oscillateur d'asservissement, qui est présente à la sortie du NE 565 K, un filtre est intercalé entre cette sortie et l'entrée du LM 741.

Une variante de ce montage (fig. VII-4) utilisant les deux mêmes circuits PLL offre quelques avantages supplémentaires et en particulier la présence d'un galvanomètre permettant de régler au mieux la réception RTTY. Cet instrument de mesure sera de préférence un milliampèremètre déviant totalement pour un courant de 1 mA et si possible avec zéro central. Un potentiomètre de 5 kΩ monté en résistance ajustable permet de régler au mieux les conditions de décodage. Deux diodes 1N4148 montées tête-bêche servent à limiter les impulsions de tension trop élevées à l'entrée du décodeur. Celui-ci est alimenté à partir de + 12 V et de — 12 V par rapport à la masse. Deux diodes de protection sont placées en série avec les deux tensions positives et négatives de 12 V chacune afin de protéger les circuits intégrés contre les éventuelles inversions de polarité. Ces diodes pourront être des 1N4000 ou similaires. L'électro-aimant du téléimprimeur est commandé par le collecteur d'un 2N5655 qui est lui-même commandé par un 2N706 dont la base reçoit le signal provenant de la sortie du LM 741. Ce montage, simple à réaliser est assez largement utilisé par les radioamateurs et tout particulièrement aux U.S.A.

Convertisseur à transistors

Tout aussi simple à réaliser, mais à partir de composants discrets peut-être plus faciles à trouver dans le commerce, est le convertisseur RTTY à transistors que montre la figure VII-5.

Le signal d'entrée BF peut être prélevé à la sortie haut-parleur d'un récepteur classique, sous une impédance d'environ 4 Ω. Ce signal BF est appliqué aux deux enroulements primaires de deux transformateurs toroïdaux T_1 et T_2 montés en série. Nous verrons un peu plus loin la confection de ces deux transformateurs BF dont le coefficient de self-induction est de 80 mH. Chaque enroulement secondaire possède un point milieu d'où part une diode 1N34 A. Le montage des deux canaux est absolument symétrique par rapport au point commun aux deux diodes. Les extrémités des deux enroulements secondaires vont à un tube au néon NE2, monté en parallèle avec une cellule RC (42 kΩ et 20 nF) pour un canal et 100 kΩ et 10 nF pour le second canal. Une diode 1N34 A est placée en série avec l'une des extrémités

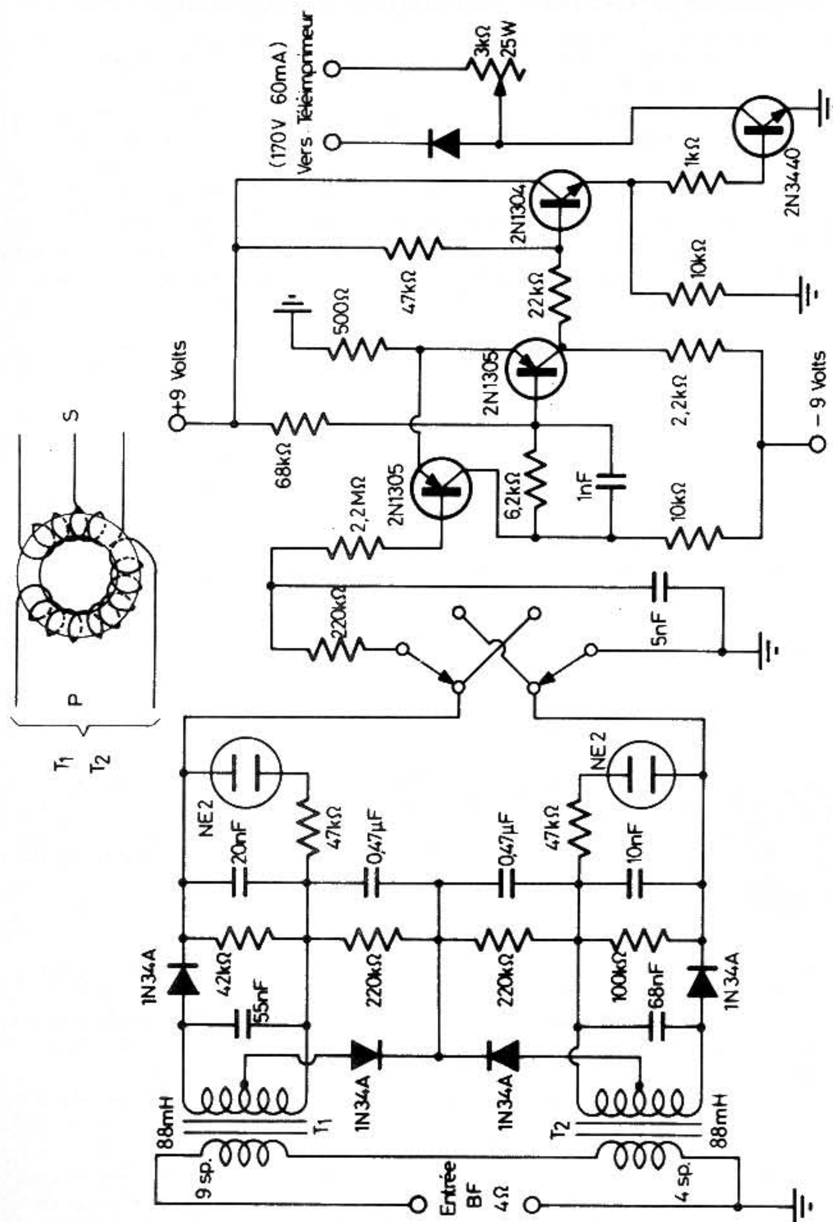
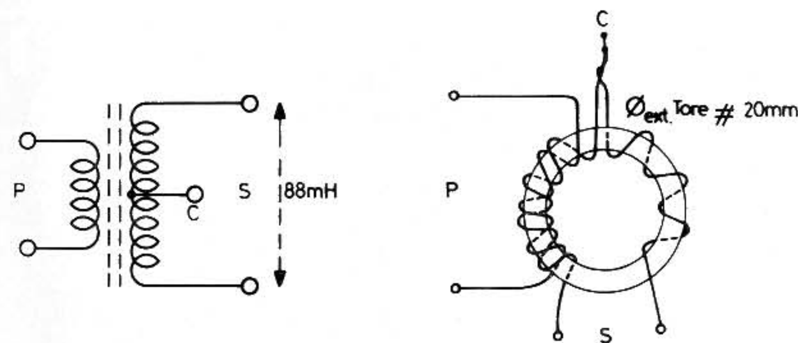


Fig. VII-5. — Convertisseur RTTY à transistors. Modèle classique.

afin d'assurer l'effet de détection. Les signaux ainsi détectés et limités en amplitude arrivent symétriquement à un double inverseur qui commande l'excitation de la base du premier 2N1305, dont le circuit de collecteur commande à son tour la base d'un second 2N1305 (tous deux sont des PNP) dont le collecteur excite la base d'un premier transistor NPN de type 2N1304 monté en charge d'émetteur qui commande en fin de chaîne la base du transistor 2N3440 dont le collecteur actionne l'électro-aimant du téléimprimeur. Une résistance variable de 3 kΩ (25 W) permet d'ajuster l'intensité de commande de l'électro-aimant. Le seul point critique de cette réalisation est la confection des deux transformateurs T_1 et T_2. Ces deux transformateurs sont identiques à la seule différence près que l'enroulement primaire de T_1 aura 9 spires, tandis que l'enroulement primaire de T_2 n'aura que 4 spires. La figure VII-6 montre clairement la façon de réaliser ces deux transformateurs BF. On prendra deux tores identiques de diamètre extérieur de 20 mm environ. Ce diamètre n'a rien d'impératif, il est donné à titre indicatif. On commencera par bobiner l'enroulement secondaire à point milieu. Il faudra approximativement une centaine de spires en fil émaillé de 0,6 mm mais ce nombre de spires pourra être quelque peu modifié en fonction des caractéristiques et du diamètre des tores utilisés. L'importance est que le coefficient de self-induction de l'enroulement secondaire entre ses deux extrémités soit de 88 mH. On bobinera ensuite l'enroulement primaire à basse impédance (2 Ω en fait pour chaque enroulement, puisque les deux enroulements en série donnent 4 Ω d'impédance d'entrée). 9 spires pour T_1 et seulement 4 spires pour T_2 comme le montre la figure VII-6.

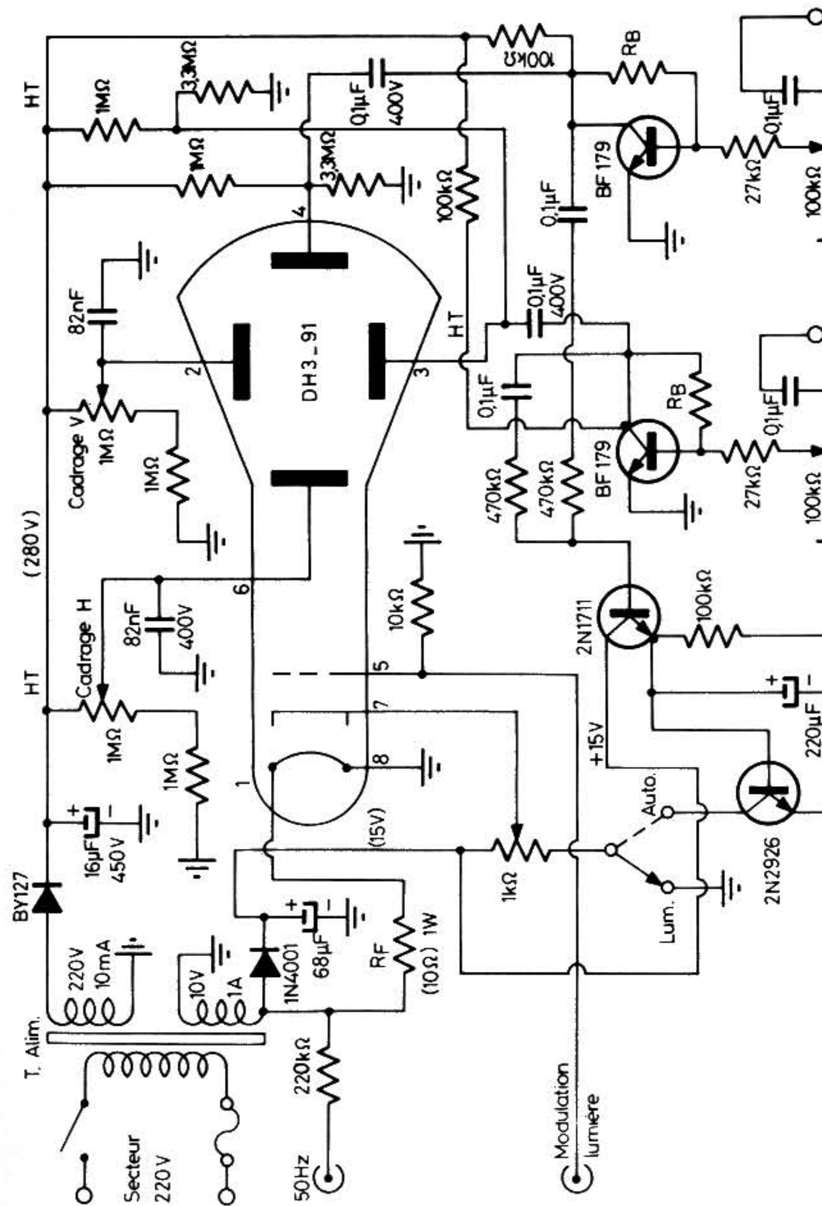
Ce petit convertisseur destiné à recevoir la RTTY pourra être réalisé sous forme d'un boîtier de dimensions modestes : 120 × 70 × 40 mm, voire moins, mais la miniaturisation dans ce cas n'est pas très importante, compte tenu des dimensions du téléimprimeur qui suit ce convertisseur.



1° Bobiner le secondaire
S = 100 spires

2° Bobiner le primaire
pour T_1 = 9 spires
pour T_2 = 4 spires

Fig. VII-6. — Réalisation des transformateurs T_1 et T_2.



Contrôleur d'accord RTTY

On pourrait citer encore de nombreux montages de convertisseurs plus ou moins sophistiqués et dotés chacun de caractéristiques originales, mais ce n'est pas, là non plus, le but de cet ouvrage qui préfère aborder le maximum de possibilités offertes par les bandes 27 et 28 MHz et la RTTY n'en est pas la moindre ! Par contre pour tous ceux qui voudraient aborder avec un maximum de chances de succès cette technique de télécommunications, nous donnons un montage destiné à permettre de contrôler facilement les réglages d'une chaîne de réception en RTTY. Nous l'avons du reste mentionné plus haut, puisqu'il s'agit d'un petit oscilloscope cathodique qui nous permettra de visualiser la qualité des réglages et d'éventuellement les retoucher jusqu'à l'obtention d'un accord parfait.

Ce contrôleur permet donc de visualiser la méthode de la croix qui est la plus pratique pour opérer un réglage fin du calage en fréquence.

Le schéma (fig. VII-7) n'est guère complexe, l'âme du montage est un tube cathodique miniature qui ne nécessite pas de très fortes tensions. Le tube utilisé est un DH3-91 dont le brochage est donné sur la figure VII-8(b) ou un tube similaire ; la haute tension obtenue à partir de l'enroulement 200 V 10 mA du transformateur d'alimentation et après redressement mono-alternance par une diode BY 127 et filtrage par une capacité chimique de 16 μF isolée à 450 V, sera d'environ 280 V, ce qui est très largement suffisant pour alimenter les plaques du tube cathodique. Un second enroulement secondaire du transformateur d'alimentation délivre une tension de 10 V sous une intensité de 1 A ; cette tension alternative est d'une part

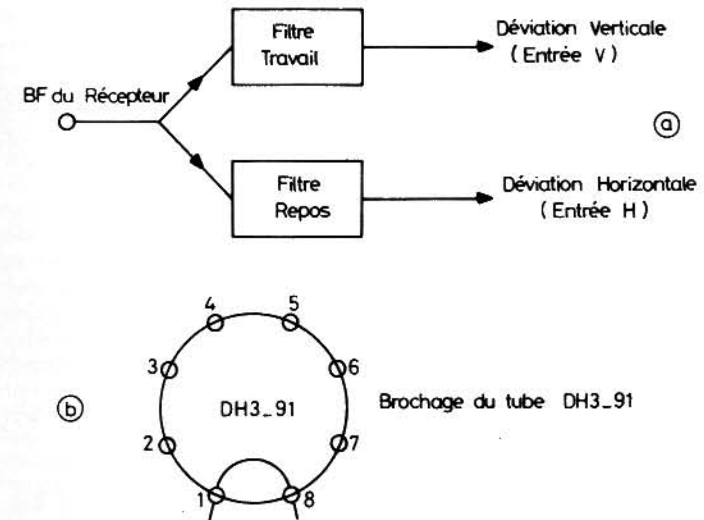


Fig. VII-8.

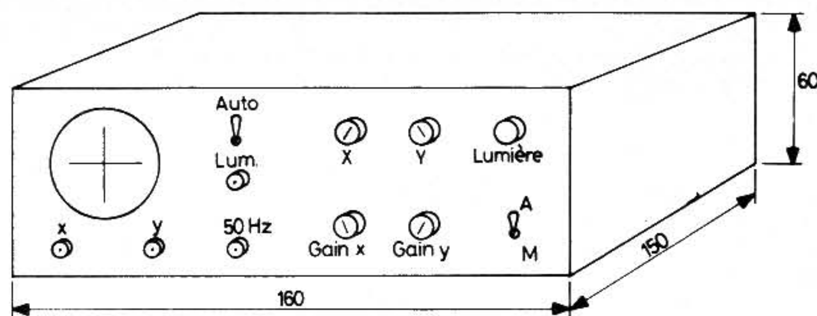


Fig. VII-9. — Présentation du contrôleur de RTTY.

envoyée aux filaments du tube (circuit de chauffage) après passage dans une résis tance chutrice R_f destinée à ramener la tension d'alimentation des filaments à l bonne valeur, compte tenu de la tension réellement délivrée par cet enroulemen qui pourra être supérieure ou inférieure à 10 V en fonction du transformateur utilis Comme la tension demandée par les filaments du tube est de 6,3 V et ceci sous un intensité de 0,4 A, le calcul de cette résistance R_f donne une valeur de 10 Ω et s puissance sera de 1 W. D'autre part, cette tension de 10 V sera également redressé à mono-alternance par une diode 1N4001 ou similaire, filtrée par un condensateu chimique de 68 μF (25 V) et appliquée à un potentiomètre dont le curseur va ali menter la cathode du tube. L'autre extrémité de ce potentiomètre de 1 kΩ va à un inverseur qui permet sur l'une des deux positions d'obtenir un réglage manuel de la luminosité du tube et sur l'autre position d'obtenir un réglage automatique à partir du collecteur du transistor 2N2926.

Ce petit oscilloscope est destiné en premier lieu à servir de moyen de réglage pour du trafic en RTTY, mais comme il peut être intéressant de pouvoir l'utiliser comme oscilloscope traditionnel bien qu'il ne comporte ni base de temps, ni amplificateur de déviation à gain variable, il a été prévu de pouvoir le commander à partir de l'extérieur. Les quatre entrées accessibles dans ce cas sont donc :

— entrée verticale ;

— entrée horizontale ;

— entrée modulation lumière ;

— sortie 50 Hz pour un éventuel balayage à cette fréquence.

De plus, afin de protéger le tube contre l'impact du spot en l'absence de déviation (le spot immobile brûle l'écran de façon irrémédiable) il a été prévu une extinction automatique de ce spot en l'absence de signal de déviation. C'est justement pour cette fonction que le transistor 2N2926 est placé dans le circuit de commande automatique de lumière, lorsque l'inverseur est en position « automatique ». Chaque amplificateur de déviation (horizontale et verticale) n'utilise qu'un seul transistor de type BF 179 et il ne sera pas utile de les munir de dissipateur. A titre indicatif, ce

tube DH 3-91 donne une image de 3 cm de diamètre, mais pour ceux qui voudraient utiliser un tube de plus fort diamètre donnant une image de 7 cm de diamètre, ces deux amplificateurs restent largement suffisants, puisque leur gain est d'environ 40 et ces amplificateurs de déviation peuvent délivrer jusqu'à 220 V crête-à-crête sans distorsion. Toutes les résistances du montage seront des 1/2 W ou même des 1/4 de W à l'exception de la résistance chutrice d'alimentation du filament du tube cathodique. La réalisation pose peu de difficultés et le coffret terminé a pour dimensions (non impératives) : 160 × 150 × 60 mm et son poids est d'environ 2 kg, le transformateur d'alimentation étant l'élément le plus lourd ! Sur la face avant du coffret, on trouve successivement :

— l'écran du tube cathodique ;

— les prises : entrée X, entrée Y, sortie Y, sortie 50 Hz et entrée lumière ;

— l'inverseur : automatique - lumière manuelle ;

— la commande de cadrage vertical ;

— la commande de cadrage horizontal ;

— la commande gain vertical ;

— la commande de gain horizontal ;

— la commande de lumière manuelle ;

— l'interrupteur marche-arrêt.

Avec cette description de ce petit contrôleur de réception en RTTY, prend fin l'énumération des convertisseurs destinés à assurer une réception en téléimprimeur à partir d'un simple récepteur à ondes courtes. Il serait évidemment possible d'en décrire de nombreux autres, mais là encore nous sortirions du cadre de cet ouvrage ; par contre, nous voudrions mentionner un montage qui permettra d'émettre en RTTY pour ceux qui voudrons se lancer dans cette technique de radio-communications passionnante.

Convertisseur RTTY à l'émission

Ce montage dont le schéma (fig. VII-10) est relativement simple puisqu'il n'utilise que quatre transistors PNP est à intercaler entre le téléimprimeur et l'émetteur. Ce convertisseur destiné à l'émission RTTY peut également être utilisé à la réception, mais au prix de certaines commutations. Ce montage fonctionne en commutation de deux oscillateurs BF, l'un pour les signaux de « mark » et l'autre pour les signaux de « space » et il est plus spécialement conçu pour les émetteurs travaillant en BLU. Un filtre passe-bas est placé dans le circuit de sortie afin d'éliminer les harmoniques des oscillateurs, ainsi que les parasites de commutation. Les bobinages des circuits oscillants L_1 et L_2 sont réalisés dans des pots de ferrite et présentent un coefficient de self-induction de 100 mH avec une prise à 20 %. Par contre, la valeur de la bobine L_3 est de 630 mH, également bobinée dans un pot de ferrite. Les transistors utilisés sont des ACY 20 et des BCY 33.

Là encore, ce convertisseur pourra être monté dans un boîtier de petites dimensions : 120 × 60 × 40 mm, voire moins si besoin est.

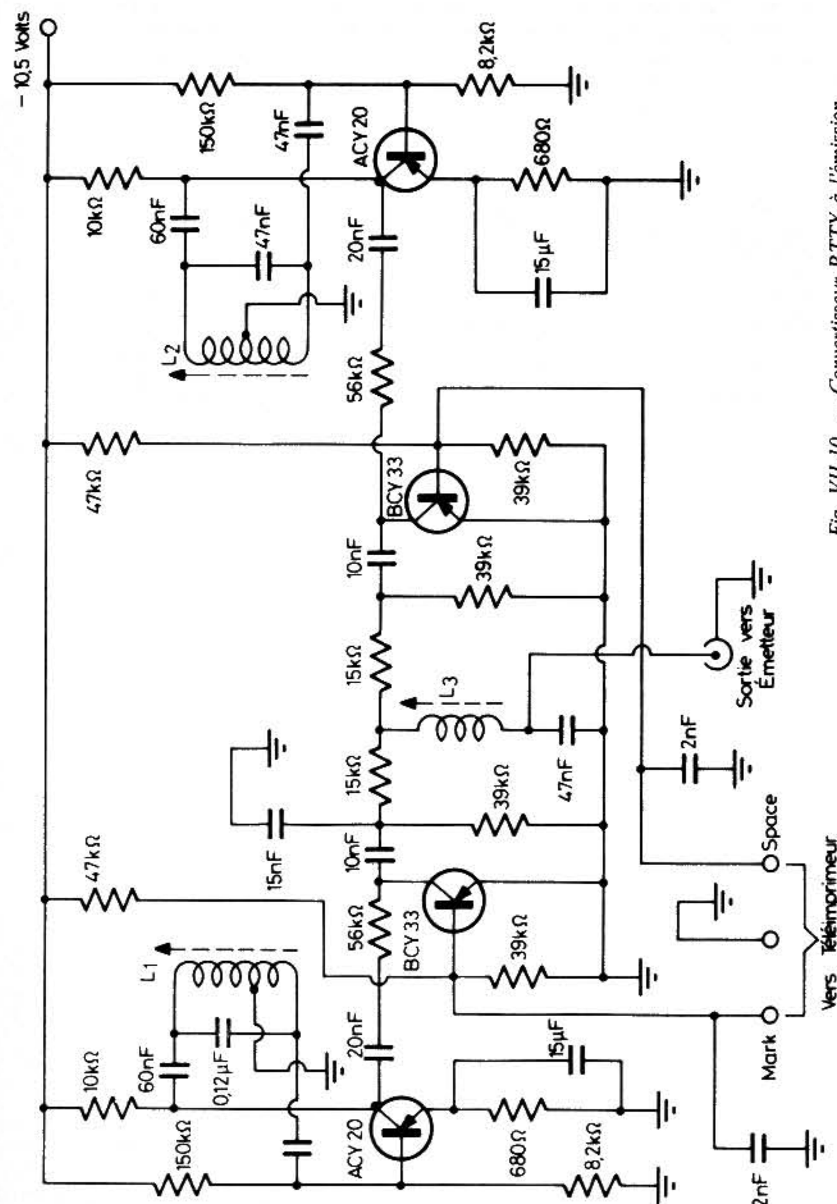


Fig. VII-10. — Convertisseur RTTY à l'émission.

L'emploi de circuits intégrés et de fonctions plus ou moins complexes intégrées permet de concevoir des convertisseurs RTTY dotés de performances extraordinaires, par exemple :

— servir de générateur de messages préparés à l'avance, tels que messages d'appel général, réponses standards... etc. ;

— décodeur de télégraphie automatique avec affichage sur écran vidéo, mise en mémoire de textes reçus ou de textes mémorisés à des fins de retransmission... etc. ;

— et bien évidemment visualisation sur écran de T.V. des textes et messages reçus ou envoyés, en lieu et place du téléimprimeur classique. Nous allons du reste revenir maintenant sur l'utilisation d'un écran vidéo à la place d'un téléscripteur traditionnel.

Nous allons donc voir rapidement quelques généralités concernant ces différentes possibilités qui ne sont pas du tout limitatives, mais seulement mentionnées à titre d'exemple.

Voyons pour commencer un générateur de message en RTTY.

Impensable il y a quelques années à partir de composants discrets, ce générateur de message utilise très largement des fonctions intégrées en logique TTL. Ces circuits fonctionnant donc en logique, c'est-à-dire en tout ou rien, seront compatibles sans difficultés avec les téléimprimeurs qui réagissent à la présence ou à l'absence d'un courant de ligne. Les impulsions caractéristiques des lettres, chiffres et signes auront une durée de 22 ms tandis que les impulsions Stop auront une durée de 31 ms. Les impulsions Start auront une durée identique aux impulsions caractéristiques, à savoir de 22 ms. Le message à transmettre est : De suivi de l'indicatif de la station, ce qui revient à générer les caractères suivants : Lettres Espace D E Espace F Chiffres 3 Lettres R J Espace Retour Chariot Interligne... Le cycle de transmission est commandé, soit par la fermeture d'un contact, soit par une impulsion de tension négative et il s'arrête automatiquement en fin de message. Le circuit de sortie peut commander directement un électro-aimant de téléimprimeur (ou un dispositif de remplacement à clavier et écran de visualisation). Le message peut être changé facilement par simple remplacement d'une carte enfichable. Le schéma synoptique de cet appareil (fig. VII-11) montre l'articulation des principales fonctions constituant ce générateur de messages, mais nous ne donnerons pas le schéma détaillé car il nécessite de longs développements, ce qui sortirait du cadre de ce livre. Nous allons simplement analyser quelque peu ces principales fonctions, à savoir : au repos, le circuit de contrôle maintient à zéro le générateur de caractères et le générateur de messages et bloque l'horloge. Le démarrage d'un cycle se fait par déblocage de l'horloge et des générateurs de fonctions. A la fin de chaque cycle, une impulsion est transmise à l'entrée de l'horloge pour la remettre au repos ainsi que les deux générateurs.

L'horloge est constituée par un circuit intégré SN 7413 qui est une double porte NAND à quatre entrées, dont l'une est utilisée en oscillateur et l'autre en inverseur afin d'autoriser ou d'interdire la mise en marche de l'oscillation. Un potentiomètre permet de régler la durée d'une impulsion, soit 22 ms. Les signaux d'horloge sont appliqués directement au compteur quatre bits de type SN 7493 et les informations en sortie de celui-ci sont appliquées à un décodeur BCD-décimal, dont les dix sorties

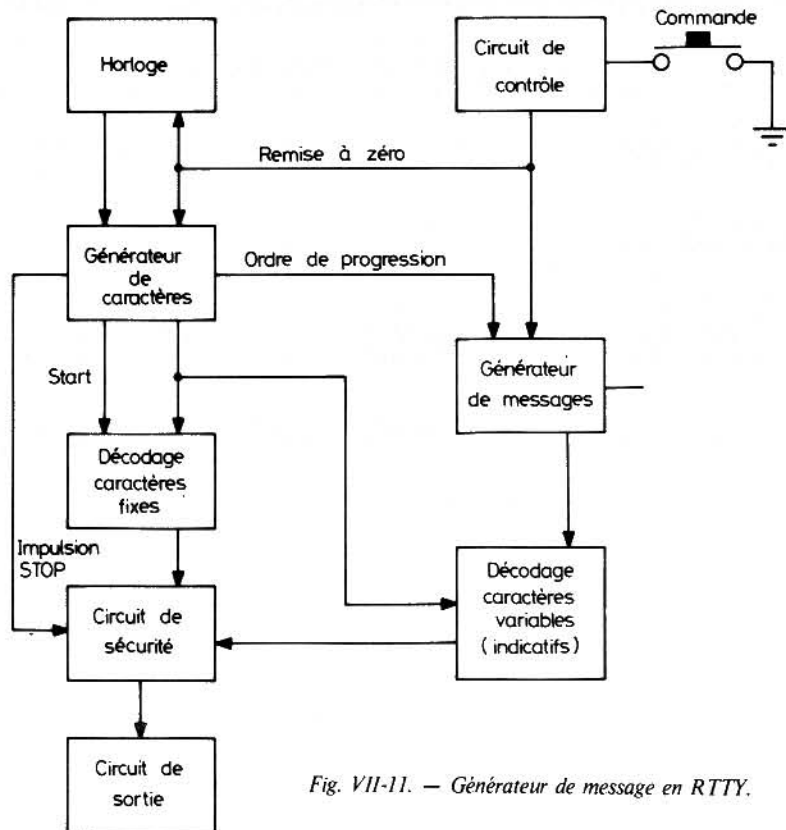


Fig. VII-11. — Générateur de message en RTTY.

changent d'état durant une période d'horloge, l'une après l'autre. Il suffira, en fait, d'utiliser seulement huit sur dix des impulsions disponibles, puisqu'un caractère RTTY est composé de cinq impulsions caractéristiques encadrées par une impulsion Start et par une impulsion Stop. Comme cette dernière est plus longue que les précédentes, il a été décidé, afin de simplifier le circuit, et de réduire le nombre de circuits intégrés nécessaires, de choisir une durée d'impulsion Stop égale au double de la durée des impulsions caractéristiques, soit 44 ms au lieu des 31 ms habituelles. A la fin de la septième impulsion, c'est-à-dire au milieu du signal Stop, un signal est transmis au générateur de message qui avance d'un pas. Le générateur de message est dans son principe identique au générateur de caractères que nous venons de voir, à la différence près que le décodeur BCD-décimal est remplacé par un décodeur plus complexe qui possède seize sorties qui changent d'état l'une après l'autre au rythme des impulsions reçues du générateur de caractère, tandis que la seizième impulsion est utilisée pour commander l'arrêt du cycle. Les caractères fixes, communs à tous les utilisateurs éventuels, auront un décodage considéré comme étant invariable. Ce seront des portes de type SN 7410, SN 7400, SN 7400 encore et

SN 7430 qui, en fonction des informations reçues du générateur de messages et du générateur de caractères, commanderont le circuit de sortie, qui pourra être, suivant les cas, soit un relais compatible TTL, soit un transistor à haute tension qui commandera l'électro-aimant ou la console de visualisation et son clavier.

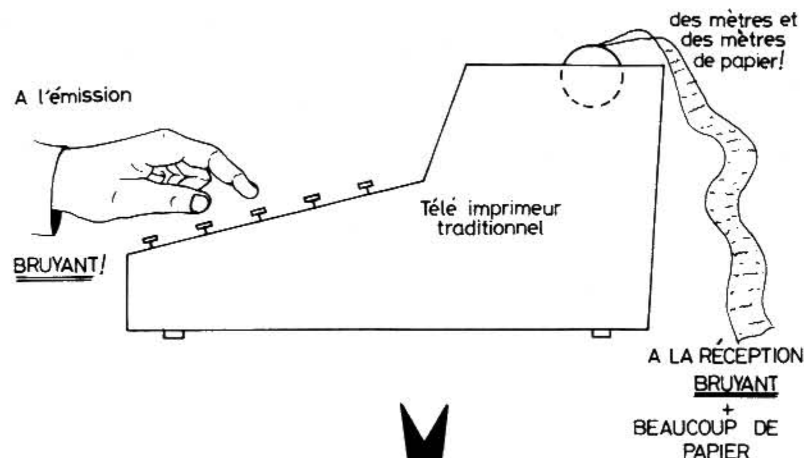
A ceci, vient s'ajouter un circuit de codage destiné à fournir les signaux de « Mark » et de « Space », car il faut se rappeler que la première impulsion de chaque caractère est toujours un space. Le caractère Espace se compose de trois mark et de deux space qu'il faut répartir conformément au code international. Ces impératifs reviennent donc au circuit de codage. La génération d'un message sera donc une suite d'informations de Start, de caractères de space, de stop... etc, dans un ordre tel qu'il satisfasse les normes des différents téléimprimeurs pouvant recevoir le-dit message. Nous en resterons là de cette brève description, en espérant qu'elle suscitera chez nos lecteurs l'envie de pousser plus loin dans cette voie, et à titre d'information, nous donnons la liste des circuits intégrés utilisés pour ce générateur de message :

SN 7400 - SN 7404 - SN 7410 - SN 7420 - SN 7430 - SN 7413 - SN 7442 - SN 7473 - SN 7493 et SN 74154 qui sont tous des circuits intégrés TTL faciles à trouver tant à Paris qu'en province. Ils sont en outre très peu onéreux ! Ils s'alimentent sous 5 V.

Si l'on utilise des fonctions intégrées plus complexes et en particulier des mémoires MOS, il est alors possible de réaliser des générateurs de messages comportant 146 caractères ou signes, voire 365, ce qui correspond à plusieurs lignes de texte. Dans ce cas, un tel générateur vient remplacer un lecteur de bande perforée qui repasserait toujours la même bande ! la mise en mémoire du message s'effectue à l'aide du clavier du téléimprimeur (ou de l'équipement de visualisation vidéo) et la lecture du programme ainsi enregistré est commandée par un simple bouton-poussoir et peut même se répéter indéfiniment comme une bande sans fin. Un tel générateur demandera vingt-deux circuits intégrés logiques TTL et la série 74, un circuit linéaire 741 et quatre circuits mémoires MOS.

Lorsque nous avons abordé l'étude des téléimprimeurs, nous avons parlé du code Baudot qui est universellement utilisé pour les télécommunications par téléscripteurs, mais lorsque l'on veut remplacer un téléimprimeur mécanique et bruyant par un système de clavier électronique et de visualisation par écran vidéo, on s'aperçoit que le code utilisé n'est pas du tout le code Baudot, mais le code ASCII : le contraire eut été trop beau ! Il a donc fallu concevoir des systèmes convertisseurs de codes Baudot-ASCII de telle manière que l'on puisse recevoir sur un écran vidéo (ou T.V.) le texte et les messages émis à partir d'un clavier électronique associé à un écran vidéo un message pour qu'il soit reçu à l'autre extrémité par un téléimprimeur (en RTTY) il faut utiliser un convertisseur ASCII-Baudot pour que la liaison soit compatible.

De tels convertisseurs existent et sont constitués de fonctions intégrées (fonctions logiques et mémoires) assemblées suivant la même méthode que celle qui a présidé à la conception du générateur de message précédent. On pourra du reste rassembler sous un même coffret à la fois un générateur de messages et un convertisseur Baudot-ASCII associé à un clavier électronique très silencieux et à un écran vidéo sur lequel apparaîtront non seulement les messages envoyés, mais également les messages reçus, et ceci dans le plus grand silence (fig. VII-12).





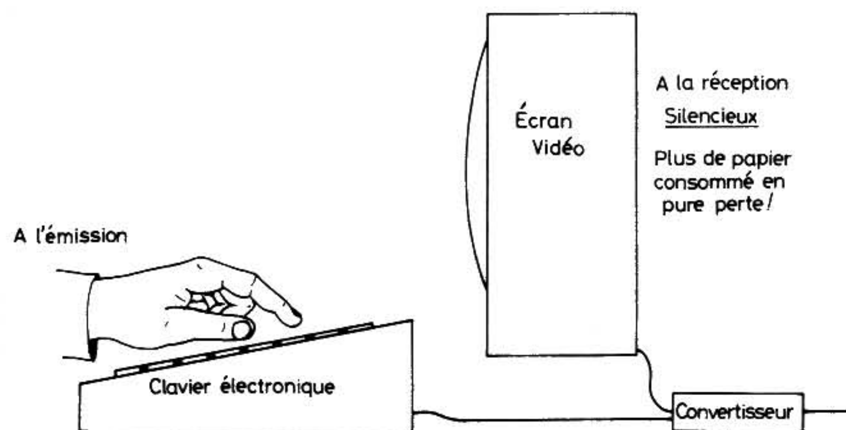


Fig. VII-12. — L'avenir de la RTTY est au clavier électronique (silencieux) et à la visualisation sur écran vidéo (TV).



Ces fonctions logiques intégrées vont nous conduire tout naturellement à la télégraphie morse automatique tant à l'émission qu'à la réception. Mais avant d'en venir là, il nous faut reprendre par le début le principe de la télégraphie morse et voir son évolution jusqu'à obtention d'une automatisation poussée.

L'alphabet morse (fig. VII-13) n'est composé que de points et de traits ; chaque lettre, chiffre ou signe n'est en fait que la composition d'un ou de plusieurs points et traits. Ces compositions ne comprendront au maximum que six caractères à l'exception du signal d'erreur qui s'obtient en émettant plus de sept points. La durée d'un trait est égale à la durée de trois points. L'espace entre les signaux d'une même lettre est égal à un point, tandis que l'espace entre deux lettres est égal à trois points.

Enfin, l'espace entre deux mots est égal à sept points. Tout celà représente la norme internationale en matière de télégraphie, mais il va de soi qu'un opérateur qui émet de la télégraphie manuellement au moyen d'un manipulateur morse ne pourra pas respecter à la perfection cette norme et les durées respectives des points, des traits et des espacements entre les lettres et entre les mots seront très approximatives. Le tableau VII-13 donne la traduction en code morse des lettres, chiffres et signes principalement utilisés dans le monde ; il y en a d'autres, ainsi que des signaux de service, mais pour l'usage courant ce tableau est amplement suffisant. Certaines lettres sont très simples, telle le E qui n'est transmis que par un simple point, et de même le T ne nécessite qu'un simple trait, mais il en est d'autres beaucoup plus complexes tel que le Q : trait trait point trait et que l'on utilise très souvent (à cause du code « Q ») or si l'on ne définit pas avec suffisamment de précision les espaces qui doivent séparer les signes d'une même lettre, les lettres entre elles, et les mots entre eux, on arrivera obligatoirement à un affreux mélange d'où il ne sera plus possible de ressortir correctement les groupes de signes avec leur signification exacte. Ainsi, la lettre Q pourra très bien être confondue avec MA : M se transmet trait trait et A se transmet point trait, ainsi l'association M A se transmettra trait

Lettres-chiffres signes	TRADUCTION en CODE MORSE	Lettres-chiffres signes	TRADUCTION en CODE MORSE
A	· —	CH	— — — —
B	— · · ·	1	· — — — —
C	— · — ·	2	· · — — —
D	— · ·	3	· · · — —
E/É	· / · · — · ·	4	· · · · —
F	· · — ·	5	· · · · ·
G	— — ·	6	— · · · ·
H	· · · ·	7	— — · · ·
I	· ·	8	— — — · ·
J	· — — —	9	— — — — ·
K	— · —	∅	— — — — —
L	· — · ·	. Point	· — · — · —
M	— —	, Virgule	— — · · — —
N	— ·	: Deux points	— — — · ·
O	— — —	? Pt interrogation	· · — — · ·
P	· — — ·	' Apostrophe	· — — — — ·
Q	— — · —	- Tiret	— · · · · —
R	· — ·	/ Barre de fraction	— · · — ·
S	· · ·	() Parenthèses	— · — — · —
T	—	« Guillemets	· — · · — ·
U	· · —	= Double trait	— · · · —
V	· · · —	ERREUR	· · · · · · · ·
W	· — —	COMPRIS	· · · — ·
X	— · · —	Fin de transmission	· — · —
Y	— · — —	Invitation à transmettre	— · —
Z	— — · ·	Fin de travail	· · · — · —

Tableau VII-13. — Alphabet Morse.

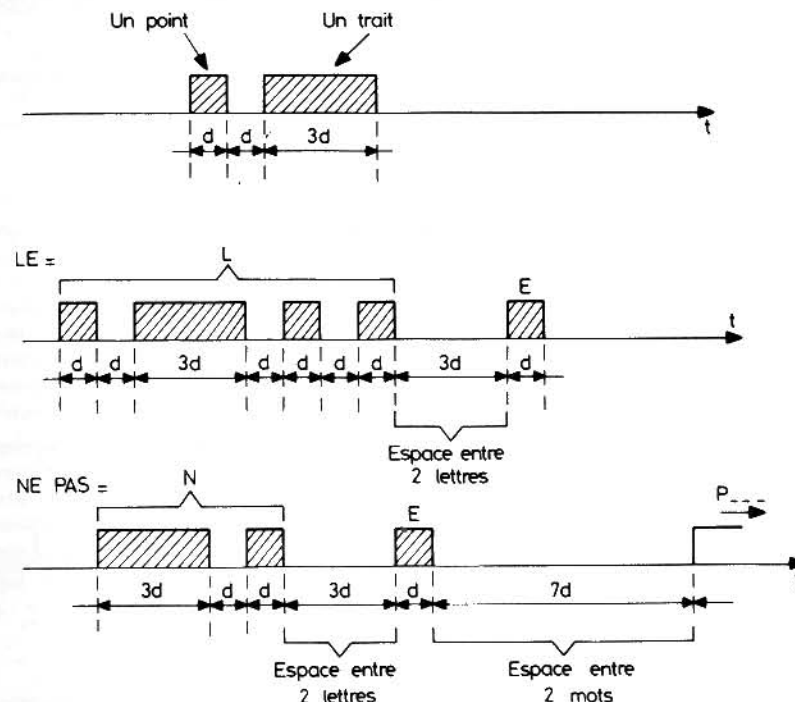


Fig. VII-14. — Durée et espacement des signes et lettres.

trait (un espace entre lettres) point trait alors que si l'espace prévu entre les lettres n'est pas respecté, on lira trait trait point trait qui signifie Q et non pas M A. Cet exemple montre qu'il est impératif de définir une norme d'espacement des signes. Cette norme est résumée dans la figure VII-14. Si l'on appelle « d » la durée d'un point, on aura un espace d'une durée égale à un point, soit d, entre les signes d'une même lettre. La durée d'un trait sera de trois fois la durée d'un point, soit 3 d ; de même la durée de l'espace entre deux lettres d'un même mot sera de 3 d alors que la durée de l'espace qui séparera deux mots sera de 7 d. Cette norme internationale sera donc plus ou moins bien respectée par un opérateur manuel et ceci est très important pour la bonne compréhension de la télégraphie automatique car la notion fondamentale de cette technique est la reconnaissance automatique d'un groupe de signes et sa transcription en langage clair. Par exemple si l'émetteur envoie un A, il émet : point trait et le récepteur-décodeur recevant point trait reconnaîtra la lettre A et l'affichera, soit sur un téléimprimeur soit sur un écran de visualisation vidéo (T.V.), mais si ce A est transmis avec des durées par trop éloignées des normes que nous venons d'énoncer, le récepteur-décodeur pourra très bien reconnaître tout

d'abord un E (un point) puis un T (un trait) et il affichera ET au lieu de A. Le respect des normes de transmission sera la clef du bon fonctionnement de la télégraphie automatique et quatre cas pourront se présenter :

1er cas : L'émetteur est un opérateur manuel et le récepteur est lui aussi un opérateur transcrivant la lecture au son à l'oreille dans ce cas, pas de problème, c'est le type même de liaisons télégraphiques utilisées depuis 70 ans ! Il faut simplement que celui qui reçoit le message soit capable de lire au son à la vitesse de transmission de celui qui émet le message.

2e cas : L'émetteur est un générateur automatique de signaux morse mais le récepteur est un opérateur manuel qui transcrit par lecture au son. Dans ce cas, pas non plus de problème si l'opérateur receveur est doué d'une suffisamment bonne habitude pour pouvoir suivre la vitesse élevée de la transmission offerte par le générateur de message. Le seul problème possible est dans ce cas l'incapacité de l'opérateur pour suivre la lecture au son à la cadence élevée du générateur.

3e cas : L'émetteur est un opérateur manipulant manuellement au moyen d'un manipulateur morse traditionnel et le récepteur est un décodeur automatique. Dans ce cas, si l'opérateur ne manipule pas avec suffisamment de régularité, le décodeur affichera beaucoup d'erreurs dans la transmission et il y aura d'autant plus d'erreurs que l'opérateur s'écartera plus des normes énoncées plus haut.

4e cas : L'émetteur est un générateur automatique de signaux morses et le récepteur est un décodeur automatique de télégraphie alors dans ce cas, pas de problème, le récepteur parfaitement synchronisé reconnaîtra à coup sûr les groupes de signes et affichera sans risque d'erreurs les lettres, chiffres et signes correspondants.

Générateur de signaux morse

Nous allons donc voir maintenant comment sont constitués les générateurs de signaux morses puis de la même manière comment fonctionnent les lecteurs-décodeurs de télégraphie.

Un générateur de signaux morses est constitué par un certain nombre de fonctions logiques (circuits intégrés) assemblées de telle sorte que les points, les traits, les espaces entre les signes d'une même lettre, les espaces entre les lettres et les espaces entre les mots soient respectés et conformes à la norme internationale vue plus haut (fig. VII-14). A l'origine de tout générateur il y aura donc une base de temps qui définira la durée « d » d'un point. Un circuit multiplicateur par trois définira la durée d'un trait ainsi que l'espace entre deux lettres. Un circuit multiplicateur par sept définira l'espace entre deux mots tandis que des circuits logiques permettront de réaliser les différentes combinaisons entre les points et les traits, des registres à décalage assurant les transmissions successives des signaux et des mémoires permettant de conserver les équivalences entre les lettres, chiffres et signes et les groupements de points et de traits, afin qu'à chaque lettre, chiffre ou signe demandé,

le générateur sache immédiatement quel groupement réaliser et dans quel ordre et avec quelles durées. Un tel générateur de signaux morse pourra être commandé soit par un clavier électronique sur lequel l'opérateur tapera son message, comme sur un clavier de RTTY, à la différence près que le message transmis le sera sous forme de traits et de points, alors qu'en RTTY ce sera en langage Baudot (ou ASCII) que ce message serait transmis. Mais pour l'opérateur qui tape le message, il n'y a pas de grande différence soit par un système à mémoire (de différentes natures possibles) de telle sorte que le message n'a pas à être tapé par un opérateur sur un clavier (si ce n'est la première fois pour la mise en mémoire) mais seulement « envoyé » en enfonçant un bouton-poussoir ou une touche du clavier. Dans ce cas, le message passera automatiquement, une fois ou plusieurs, comme s'il était pré-enregistré sur une bande. Ce procédé est utilisé par les radio-amateurs pour passer automatiquement des « appel général de F3RJ..., etc. », et ceci sans avoir à taper chaque lettre ou chiffre à nouveau à chaque fois. La constitution d'un tel générateur de signaux morse ressemble à celle des générateurs de signaux RTTY et seules la forme et les durées des signaux qui en sortent diffèrent, mais le principe de base est assez semblable.

Décodeur de signaux morse

De même, un récepteur-décodeur de signaux morse s'apparente d'assez près à un récepteur de RTTY affichant directement les lettres, chiffres et signes sur un écran de visualisation vidéo. Un tel décodeur devra posséder des circuits de mémoires donnant les correspondances entre les groupes de traits et de points et les signes alphabétiques et de ponctuation. Ce seront des mémoires de type ROM que l'on utilisera de préférence. Des fonctions logiques assureront les comparaisons et les combinaisons des circuits de mise en forme tendront à faire entrer dans les normes de la télégraphie « idéale » les signaux reçus qui pourront être quelque peu entachés de distorsion, de telle sorte que le taux d'erreurs à l'affichage soit minimisé autant que faire se peut. Dans la plupart des cas, ces décodeurs (tel le modèle CR 101 de Atronics), sont capables de corriger des défauts de manipulation entre 70 % et 140 %, que les messages proviennent de générateurs automatiques ou de manipulation traditionnelle à la main.

De plus, ces récepteurs-décodeurs sont prévus pour recevoir des manipulations à des vitesses variées. Pour ce faire, on peut faire varier la rapidité de fonctionnement de l'appareil et lorsque cette dernière est bien en rapport avec la rapidité de transmission de l'émetteur, le décodeur accepte là encore des écarts de vitesse de 70 % à 140 % de sa propre vitesse de fonctionnement.

Indépendamment des entorses à la norme de transmission de la télégraphie, qui entraînent des erreurs d'affichage, il y a également le bruit de fond et les interférences qui peuvent être à la source d'affichages fantaisistes. Néanmoins, lorsque les conditions sont moyennes ou bonnes, les résultats que l'on obtient avec de tels récepteurs-décodeurs sont très acceptables et sont même excellents si à la source on a une bonne manipulation et à plus forte raison un générateur de signaux morses et non plus un simple manipulateur manuel, même manié par un vieil opérateur de CW !

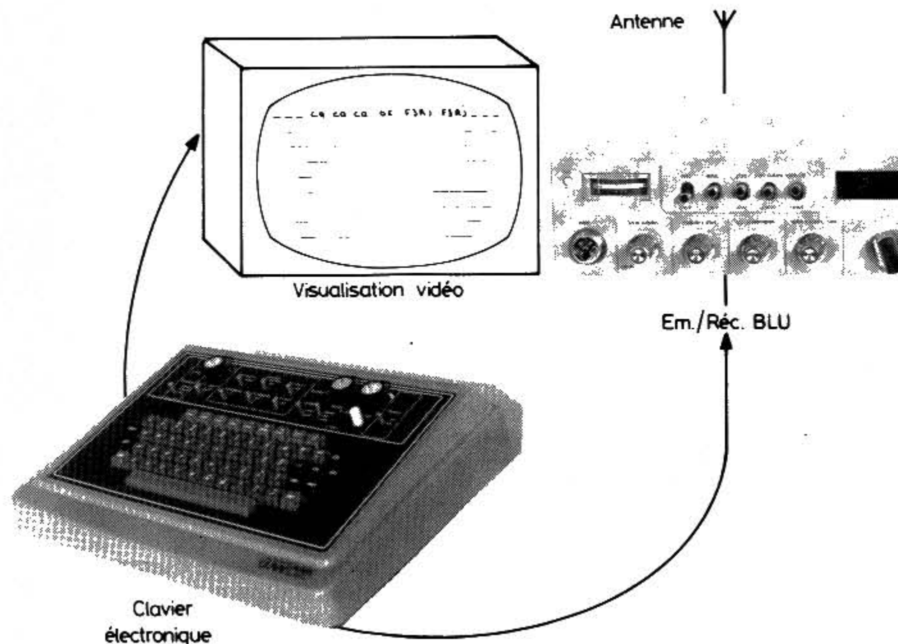


Fig. VII-15. — Ensemble complet RTTY - CW avec visualisation vidéo.

Il ressort de tout ceci, qu'il est évidemment exclus de transmettre de la télégraphie, manuelle ou automatique, ou de la RTTY sur le 27 MHz, en plein milieu de la bande des radiotéléphones ! Par contre, sur 28 MHz, les radio-amateurs pourvus d'un indicatif y trouveront beaucoup de plaisirs et de satisfactions car il est plus facile de contacter une station située aux antipodes avec une puissance de 100 W en télégraphie, qu'en modulation BLU lorsqu'une station américaine voisine de la fréquence trafique avec 1 ou 2 kW ! Par contre la CW ou la RTTY passeront pratiquement toujours.

En outre, et comme les deux techniques de la CW et de la RTTY sont relativement voisines, il est de plus en plus fréquent de les associer sous forme d'un seul et unique équipement (fig. VII-15) qui permet et assure les fonctions suivantes :

— émission en RTTY (code Baudot) à partir d'un clavier électronique silencieux (visualisation du texte émis sur l'écran vidéo) ;

— émission en RTTY (code ASCII) à partir de ce même clavier et visualisation sur écran vidéo (voir photographie du clavier 7000) ;

— émission en télégraphie morse (CW) à partir de ce même clavier, il n'est plus besoin de manipulateur manuel ;

— réception RTTY (soit en Baudot soit en ASCII) et visualisation sur écran vidéo ;

— réception CW avec visualisation automatique sur l'écran vidéo (plus besoin de lecture au son, et surtout pour les vitesses élevées).

Un tel ensemble, qui eut paru tout-à-fait utopique il y a dix ans, est maintenant chose courante et disponible dans le commerce. Un exemple : le THETA 7000 E associé à un émetteur-récepteur BLU (le FT 901 DM par exemple) et à un écran T.V. noir et blanc constitue une station très performante et possédant tous les avantages que nous venons d'énumérer. Un tel équipement ne fonctionnera pas sur 27 MHz mais par contre, que de beaux résultats sur la bande 28 MHz et que de beaux DX en perspective. Et ceci, d'autant plus que les possibilités des mémoires incorporées dans un tel équipement permettent de conserver le contenu de plusieurs pages de texte (émis ou reçu) et même de préparer des messages à transmettre simultanément avec une réception en cours. Les possibilités de tels équipements sont étonnantes et ne feront que croître au cours de la prochaine décennie.

CHAPITRE VIII

LE FAC-SIMILE, LA TELEVISION A BALAYAGE LENT (SSTV) LA TELEVISION D'AMATEUR ET LA TELEVISION NUMERIQUE

Les quatre techniques, objets de ce huitième chapitre, ont pour but de transmettre à distance une image qui pourra être fixe ou animée d'un mouvement. Ces quatre méthodes de transmission d'images qui peuvent être, toutes les quatre pratiquées par des radio-amateurs, munis d'un indicatif soit sur ondes courtes, soit sur VHF ou UHF, ne pourront guère l'être sur la bande 27 MHz, mais par contre, se verront très largement employées sur le 28 MHz.

Commençons donc par le Fac-Simile qui depuis novembre 1976 est autorisé quant à son émission par les radio-amateurs français. La réception de Fac-Simile ne diffère pas quant à la réglementation des autres moyens de réception qui sont à la portée de tout un chacun, à la condition de ne pas porter atteinte au secret des communications (ou des documents transmis) par voie hertzienne.

L'émission de Fac-Simile pourra être pratiquée sur les bandes décamétriques, métriques et centimétriques attribuées au service amateur (donc : pas de problème sur le 28 MHz). La bande passante maximale de l'émission ne doit pas dépasser 2,7 kHz. La durée de transmission maximale (sans interruption) est de 10 minutes ; à noter au passage que cette durée ne permet pas de transmettre un document de grand format en téléphotographie. Le type de modulation utilisée est la modulation de fréquence d'une sous-porteuse basse fréquence. La fréquence centrale est 1,9 kHz. La fréquence correspondant au blanc est 1,5 kHz et la fréquence correspondant au noir : 2,3 kHz. Les caractéristiques d'exploration de l'image à transmettre seront :

— **Pour un Fac-Simile en noir et blanc :** 120 lignes d'exploration par minute (éventuellement 180 lignes). Le module de coopération, c'est-à-dire le rapport du diamètre du cylindre au pas d'exploration (distance entre deux lignes d'exploration successives), sera de 264.

— **Pour la Téléphotographie :** 60 lignes d'exploration par minute et un module de coopération de 352.

La dimension maximale des documents pouvant être transmis est de 21 × 29,7 cm et dans le cas d'appareils à exploration à plat, la largeur du papier sera de

21 cm. La transmission du son s'effectue sur la même fréquence avant et après la transmission de l'image.

En ce qui concerne la nature des documents transmis, il va de soi que la réglementation exige que ces documents soient exclusivement destinés à la technique de la radio-électricité ou au domaine qui est spécifiquement radio-amateur, à l'exclusion de toute correspondance personnelle ou commerciale et de toute émission de radiodiffusion sonore ou visuelle.

Toute période de transmission doit être précédée et suivie de la transmission de l'indicatif de la station en télégraphie ou en téléphonie sur la fréquence utilisée pour la transmission des documents.

Généralités sur le Fac-Simile

Rappelons brièvement le fonctionnement de base du Fac-Simile. Le document à transmettre est enroulé autour d'un cylindre qui tourne. Une tête d'exploration se déplace très lentement le long d'une génératrice du cylindre de telle sorte qu'elle effectue son exploration ligne par ligne, sur toute la surface du document à transmettre (fig. VIII-1). Le document qui est généralement en noir et blanc est donc analysé, un peu à la manière d'une image de télévision, ligne par ligne, et ceci en plusieurs minutes. La tête d'exploration est sensible au blanc, au noir et à toutes les nuances intermédiaires de gris. Le signal issu de cette tête d'exploration sera donc proportionnel au blanc, au noir ou au gris vu à l'instant considéré sur le document par la tête d'exploration.

A la réception, le récepteur de Fac-Simile est muni lui aussi d'un cylindre sur lequel est enroulé un papier sensible ou un papier normal et la tête d'exploration est remplacée, soit par un stylet, soit une source lumineuse qui redonne en chaque point un signal proportionnel au blanc, au noir ou au gris de la tête d'exploration de l'émetteur. Afin de synchroniser la réception et l'exploration initiale, il n'y a pas de synchronisation ligne par ligne, comme dans la télévision, mais seulement une mise en phase au départ de l'analyse de l'image. Il va de soi que la stabilité des moteurs tant à l'émission qu'à la réception doit être excellente sous peine de voir des documents bien maltraités à la réception ! Revenons-en à l'analyse du document à transmettre. Ce document dont les dimensions maximales seront de 21 × 29,7 cm sera donc enroulé autour du cylindre-émetteur. Les dimensions du cylindre devront donc être telles que sa circonférence soit égale ou légèrement supérieure à 21 cm et sa longueur égale ou légèrement supérieure à 29,7 cm de telle sorte que le document à transmettre soit exactement superposé au cylindre et que le bord gauche du document soit très proche, voire touche le côté droit de ce même document. La figure VIII-2 montre clairement le processus d'analyse. Lorsque le cylindre tourne régulièrement et lorsque la tête d'exploration avance régulièrement le long d'une génératrice du cylindre, il y a balayage du document suivant des lignes parallèles et très légèrement penchées. L'exploration part de A et arrive en B après le premier tour du cylindre. Comme le document est positionné bord à bord sur le cylindre, on retrouve le point B en B_1 placé juste en dessous de A, une ligne en dessous. Le balayage continue de B_1 en C suivant la deuxième ligne parallèle à la première et

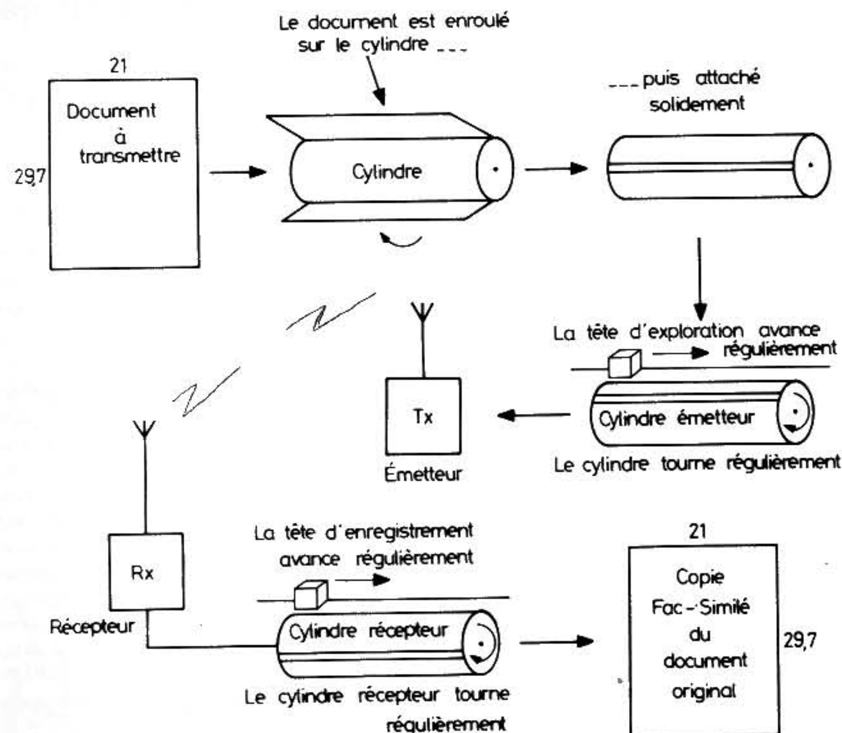


Fig. VIII-1. — Principe de fac-simile.

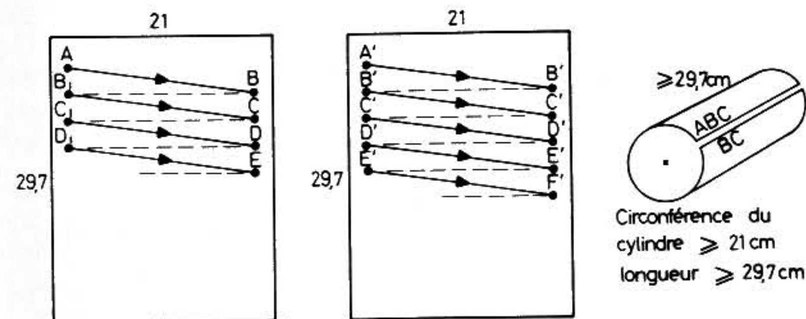


Fig. VIII-2. — Analyse du document à transmettre par fac-simile.

l'on retrouve le point C en C_1 placé juste en dessous de B_1. L'analyse continue de C_1 en D... etc., et de la même manière à la réception, l'enregistrement de la copie s'effectue en partant de A' lorsque la tête d'exploration de l'émetteur est en A, pour arriver en même temps en B' lorsque l'émetteur est en B... etc.

La précision de l'analyse du document à transmettre sera d'autant meilleure qu'il y aura plus de lignes pour analyser le document. Mais plus il y aura de lignes à transmettre et plus longue sera la durée de transmission. En pratique, il faut plusieurs minutes pour transmettre une feuille 21 × 29,7 cm et lorsque la qualité de la liaison est bonne, et si les deux appareils émetteurs et récepteurs sont bien réglés, la qualité de la copie est très bonne et la reproduction de toute la gamme des gris est fidèle. Néanmoins, ce sont surtout les noirs et les blancs qui passent le mieux. Ce procédé est très ancien et portait le nom de son inventeur le Belino. Les photographies de presse furent très longtemps transmises d'agence à agence par ce procédé qui doit dater des années 1920. En ce qui concerne le terme « Fac-Simile » il vient du latin qui signifie « Fait semblable » ou « Copie ».

La transmission par Fac-Simile peut s'effectuer soit par ligne téléphonique, soit par voie hertzienne (ce qui nous concerne dans cet ouvrage). Elle est donc prévue pour être logée dans un canal téléphonique qui couvre le spectre 300 Hz à 3 kHz. La figure VIII-3 montre le positionnement du spectre d'un signal Fac-Simile dans la bande passante d'une voie téléphonique ou radio-téléphonique dans le cas d'une émission en BLU de la sous-porteuse FM. On voit sur ce graphique que si la voie téléphonique occupe la plage 300 à 3000 Hz (à — 3 dB) l'espace vidéo occupe la plage

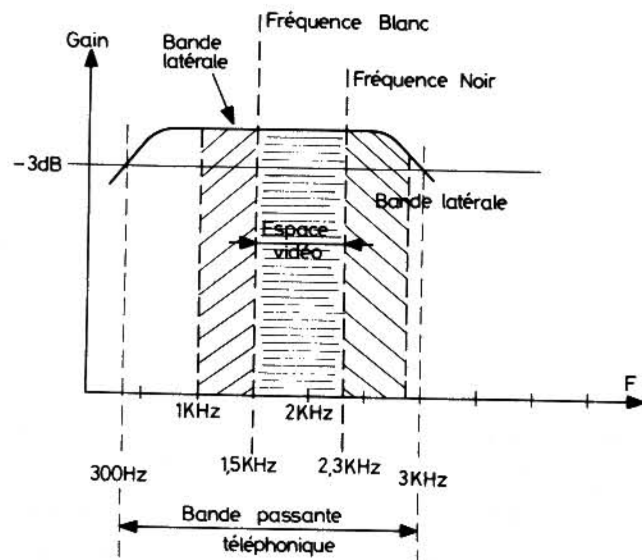


Fig. VIII-3. — Positionnement du spectre d'un signal fac-simile dans la bande passante téléphonique ou radiotéléphonique (émission BLU).

qui s'étend de 1500 Hz (fréquence du blanc) à 2300 Hz (fréquence du noir), tandis que deux bandes latérales de 500 Hz chacune encadrent cet espace vidéo.

A partir de la réglementation officielle, on peut remarquer plusieurs choses : tout d'abord, le type de modulation de la porteuse HF n'est pas imposé. La plage de fréquence réservée à l'espace vidéo (1500 à 2300 Hz) est semblable à celle de la SSTV que nous verrons plus loin dans ce chapitre et par voie de conséquence un certain nombre de circuits et de filtres pourront servir à l'une ou l'autre de ces deux techniques. Il n'y a pas d'obligations quant au format des impulsions de mise en phase ou de démarrage, voire de synchronisation. L'usage veut que les impulsions de mise en phase soient calées sur 2300 Hz.

Le but de cet ouvrage n'étant pas de détailler à l'extrême des systèmes de transmission par Fac-Simile, mais seulement de mettre en lumière les possibilités pour des amateurs de se livrer à cette activité par voie radio-électrique, il faut remarquer que rares sont les amateurs qui fabriquent eux-mêmes leur équipement de Fac-Simile, mais dans la plupart des cas, on trouve des matériels de récupération, civils ou militaires, que l'on peut réutiliser après une éventuelle révision, pour des applications amateurs. Beaucoup de personnes se livrent à cette activité, non pas pour émettre mais recevoir seulement, par exemple des cartes météorologiques transmises par les satellites artificiels ou par des stations au sol qui émettent régulièrement ce type de cartes. A titre indicatif, nous avons dit plus haut que le balayage était de 60 tours par minute en téléphotographie et de 120 tours par minute en transmission de documents, par contre en ce qui concerne les satellites artificiels qui transmettent des cartes météorologiques, le balayage s'effectue à raison de 48 lignes à la minute. Mais les autorités françaises imposent aux amateurs de travailler avec une cadence de 1, 2 ou éventuellement 3 tours par seconde. Par contre, en réception seule, il est tout à fait permis de fonctionner au standard des satellites météo.

Comme le Fac-Simile fonctionne à partir de signaux BF, il est très facile de l'associer à un émetteur ou à un récepteur que ce soit pour une liaison en ondes courtes ou sur VHF voire UHF. Le diagramme de raccordement (fig. VIII-4) montre qu'à

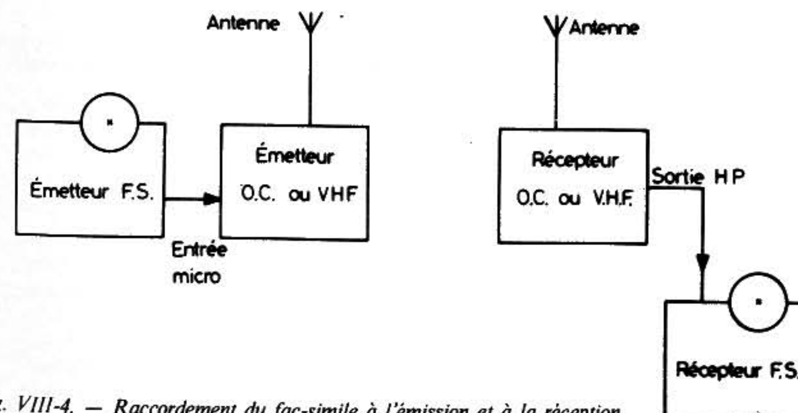


Fig. VIII-4. — Raccordement du fac-simile à l'émission et à la réception.

l'émission il suffit de raccorder la sortie du Fac-Simile à l'entrée microphone de l'émetteur et qu'à la réception, il suffit de raccorder la sortie BF (ou sortie haut-parleur) du récepteur à l'entrée du Fac-Simile.

Si deux appareils identiques sont utilisés à chaque extrémité, la réception de Fac-Simile sera bonne si le récepteur est réglé correctement pour une bonne qualité de réception de la parole, que la transmission se fasse en AM, en BLU ou en FM.

Les appareils de Fac-Simile le plus souvent rencontrés sont alimentés sous 12 V et demandent un courant de 5,8 A maximum en émission. Mais ils peuvent être alimentés à partir de 24 V ou sur le secteur alternatif.

Généralités sur la SSTV

La technique du Fac-Simile débouche tout naturellement sur la télévision à balayage lent : Slow Scan TV en anglais, d'où les initiales : SSTV. Ce mode de trafic est de plus en plus utilisé par les radio-amateurs car il permet de transmettre à grande distance une image dans de bonnes conditions et de la recevoir, non pas sur une feuille de papier comme pour le Fac-Simile, mais sur un écran de TV ou sur un oscilloscope cathodique. Il est courant que les radioamateurs transmettent par ce procédé leurs diapositives à leurs correspondants.

Comme dans la télévision traditionnelle, l'analyse de l'image en SSTV se fait ligne par ligne, de gauche à droite et de haut en bas. Par contre, si dans la télévision le nombre de lignes qui était de 819 pour la première chaîne et de 625 pour les canaux UHF, le nombre de lignes en SSTV est beaucoup plus faible : il est de 120 lignes, ce qui correspond au standard international. De même, en télévision classique, le temps mis pour transmettre une image est de 1/25e de seconde, alors qu'il est de 8 secondes en SSTV. Il ne sera donc pas possible de transmettre une image animée en SSTV, mais seulement des images fixes : documents ou photographies, mais alors que le Fac-Simile demande plus de 10 mn pour transmettre la copie d'un document de grand format, ce temps n'est que de 8 s en SSTV et il sera facile de changer toutes les 8 s la photographie ou le document à transmettre pour obtenir une bonne rentabilité de ce système de transmission.

Il est nécessaire d'employer pour la visualisation des images transmises en SSTV des dispositifs à mémoire destinés à compenser la persistance rétinienne qui n'est plus suffisante pour une image de cette durée. Pour ce faire, on pourra employer : soit un tube cathodique classique associé à un appareil de prise de vue photographique, soit un tube rémanent au phosphore de type P7, soit un tube à mémoire à échelle de gris, soit enfin une mémoire magnétique ou une mémoire à semi-conducteur.

Une autre différence avec la télévision concerne le balayage qui est, en télévision standard, entrelacé à nombre impair de lignes et qui, en SSTV ne l'est pas. La raison de cette analyse entrelacée est de supprimer tout effet de scintillement car avec 25 images par seconde, il peut arriver que la persistance rétinienne soit insuffisante pour intégrer complètement le mouvement et l'œil humain verrait un certain scintillement, alors qu'avec une analyse de 50 demi-images par seconde, c'est-à-dire



Equipement SSTV.

25 analyses des lignes paires et 25 analyses des lignes impaires en une seconde, l'œil humain ne peut plus percevoir de scintillement, de même qu'il ne voit pas scintiller une lampe d'éclairage alimentée en 50 Hz. Par contre, en SSTV, on analyse toutes les lignes les unes à la suite des autres en 8 s.

Autre différence entre les deux procédés, qui concerne le format de l'image transmise qui sera en SSTV carrée alors qu'en TV l'image est sensiblement de dimensions 3 × 4.

La lenteur de l'analyse de la SSTV permet de limiter la bande passante nécessaire à la transmission du signal vidéo à une largeur de bande de l'ordre du kilohertz, ce qui est très peu.

En théorie, il est possible de transmettre la SSTV aussi bien en modulation d'amplitude qu'en modulation de fréquence, mais en pratique, en raison des niveaux parasites qui peuvent intervenir pendant la transmission de l'image et altérer cette dernière, il est de beaucoup préférable de transmettre en modulation de fréquence avec des circuits limiteurs et antiparasites. Mais si l'on veut transmettre cette image SSTV par une transmission BLU par exemple, on modulera en fréquence une sous-porteuse qui modulera elle, en amplitude ou en BLU l'émetteur final ; cette sous-porteuse sera donc modulée en fréquence au rythme du signal vidéo.

Contrairement à la transmission par Fac-Simile qui ne comporte pas de signaux de synchronisation, mais seulement des impulsions de départ, la SSTV utilise, tout comme la télévision normale, des signaux de synchronisation qui assurent une bonne synchronisation (c'est leur rôle !) entre le balayage du système de prise de vue à l'émission et le balayage de visualisation à la réception.

Le signal vidéo proprement dit n'est autre que le signal de luminance qui correspond à la luminosité de chaque point de l'image analysée. Comme la SSTV est utilisée tant par les radio-amateurs que par des services officiels depuis plus de vingt ans, des normes ont été adoptées. La première de ces normes cherche à éviter l'effet « Figaro » qui se traduit par une ondulation des bords verticaux de l'image. Cette ondulation est due au battement entre la fréquence du secteur (50 Hz ou 60 Hz suivant les pays) et la fréquence de balayage. La norme (issue des U.S.A.) est actuellement la suivante :

— La fréquence ligne est de 15 Hz : la ligne dure donc 66,6 ms, y compris le retour du spot à gauche de l'écran.

— La synchronisation ligne : un top de 5 ms ; l'analyse effective d'une ligne dure donc 61,6 ms et le retour ligne dure 5 ms. Pas de blanking et un niveau de synchronisation dans l'infranoir.

— La fréquence image est de 1/8 Hz ; l'image complète dure 8 s y compris le retour du spot en haut de l'écran et une image comprend : 8 000 : 66,6 = 120 lignes.

— Synchronisation image : un top de 30 ms (soit environ 1/2 ligne), l'analyse d'une image dure 7,970 s et le retour d'image dure 30 ms.

— Pas de blanking, ni de pré et post-égalisation.

— Niveau de synchronisation dans l'infranoir. La trame de l'image débute approximativement au milieu de la ligne nº 1 (légèrement plus à gauche) en haut de l'écran et comporte 119,5 lignes.

— Le signal vidéo est positif. Le taux de synchronisation est d'environ 27 % et le signal composite (fig. VIII-5) montre le signal vidéo encadré par les tops de lignes et les tops d'image.

Par rapport au standard américain que nous venons de voir, le standard européen s'en écarte quelque peu, compte tenu de la fréquence du secteur qui est de 50 Hz et non plus de 60 Hz.

Les caractéristiques en seront donc les suivantes :

— La fréquence ligne sera de 16,66 Hz et une ligne durera 60 ms y compris le retour du spot à gauche de l'écran.

— La synchronisation ligne : un top de 5 ms ; l'analyse d'une ligne durera donc 55 ms et le retour ligne durera 5 ms. Pas non plus de blanking.

Le niveau de synchronisation sera placé dans l'infranoir.

— La fréquence image : deux possibilités s'offrent, soit : un nombre de lignes tel que l'analyse d'une image dure 60 × 120 = 7 200 ms ou 7,2 s, c'est-à-dire en fait : 7,170 s d'analyse et 30 ms de retour d'image, soit un temps d'analyse image aussi proche que possible des 8 s, soit 133 lignes × 60 ms = 7 980 ms, soit en fait 7,98 s correspondant à 7,95 s d'analyse (132,5 lignes) et 30 ms de retour image.

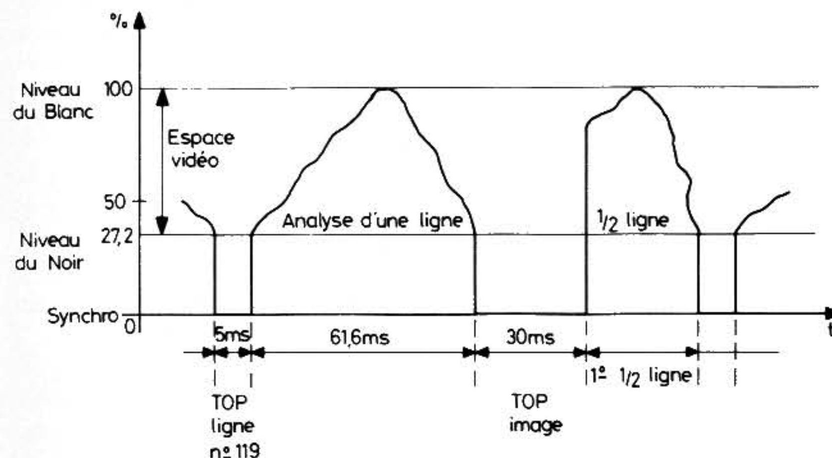


Fig. VIII-5. — Standard SSTV américain.

— Synchronisation d'image : identique au standard U.S.A.

— La vidéo est également positive et le taux de synchronisation est d'environ 27 %, tout comme aux Etats-Unis.

Les radio-amateurs qui, par principe cherchent à recevoir des émissions provenant des différents pays du monde, devront être équipés de récepteurs acceptant ces deux standards, mais comme les écarts entre ces deux normes, américaines et européennes, sont minimes, il s'avère qu'un récepteur prévu pour fonctionner au standard américain (sur 60 Hz) pourra très bien recevoir les émissions transmises suivant les normes européennes (sur 50 Hz) sans trop de problèmes, si les signaux de synchronisation sont correctement transmis !

Nous avons dit que la SSTV pouvait être transmise soit directement en modulation de fréquence, soit en modulant en fréquence une sous-porteuse modulant en amplitude une émission (BLU par exemple). Nous allons développer quelque peu, maintenant, ces deux cas de figures :

1er cas : Modulation de fréquence en direct de la porteuse :

Dans ce cas (fig. VIII-6), la fréquence de la porteuse correspondra au niveau infranoir de synchronisation, le niveau du noir sera codé par une différence de fréquence de 300 Hz et le niveau du blanc par une différence de fréquence de 1 100 Hz. L'information vidéo se trouve donc dans une plage couvrant de 300 Hz à 1 100 Hz. Par convention, dans le cas de la modulation en fréquence directe d'une porteuse, cet écart de fréquence est négatif sur les bandes 3,5 MHz et 7 MHz et positif sur les bandes supérieures, HF, VHF ou UHF (donc positif dans le cas de la bande 28 MHz).

2e cas : Modulation de fréquence d'une sous-porteuse AM-BLU, etc. :

Dans ce cas, différents types de modulation de la porteuse principale pourront être utilisés : AM, BLU, BLI, etc, mais en pratique, si le trafic est effectué en USB

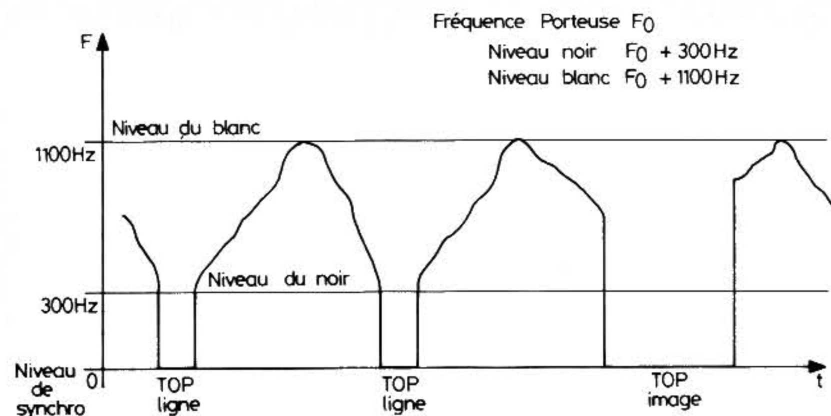


Fig. VIII-6. — Modulation de fréquence en direct de la porteuse.

(bande latérale supérieure), la fréquence correspondant au niveau de synchronisation sera décalée de 1 200 Hz de la fréquence de la porteuse (fig. VIII-7), la fréquence correspondant au niveau du noir sera décalée de 1 500 Hz de la fréquence de la porteuse et la fréquence correspondant au niveau du blanc sera décalée de 2 300 Hz (et l'on retrouve les valeurs déjà recontrées dans l'émission de Fac-Simile. Mais si le trafic est effectué en LSB (bande latérale inférieure), la fréquence de synchronisation sera décalée de 1 200 Hz vers le bas (fig. VIII-8), le niveau du noir de 1 500 Hz et le niveau du blanc de 2 300 Hz, toujours vers le bas.

L'amateur qui voudra se lancer dans la SSTV devra, qu'il souhaite ne faire que de la réception ou de l'émission et de la réception, commencer par réaliser un équipement de réception que l'on appellera un moniteur. Le moniteur est donc en SSTV l'appareil qui, partant de la note basse fréquence modulée en fréquence délivrée par le récepteur de trafic de la station, ou par un magnétophone ou par une caméra ou toute autre source, élabore l'image télévisée. La note BF véhiculant l'information vidéo a des caractéristiques que nous venons de détailler et ce signal BF est donc issu soit de la détection de la sous-porteuse utilisée à l'émission dans le cas de l'utilisation de la FM ou de l'AM, soit du battement entre la porteuse pure modulée en fréquence reçue et le signal du BFO du récepteur correctement calé dans le cas de l'utilisation de la FM directe (pas de sous-porteuse) ou de la BLU. Ce problème de calage correct de la fréquence du BFO ou de la fréquence d'accord du récepteur justifie la présence d'un système d'indication d'accord correct sur les moniteurs utilisés.

Le moniteur retenu devra être caractérisé par les possibilités suivantes :

— Une image la plus brillante possible, compte tenu de l'utilisation d'un tube cathodique à phosphore de type P7 disponible et peu onéreux.

Extinction du spot en cas de coupure brutale du secteur et le spot ne devra en aucun cas rester immobile avec une luminosité normale, même en dehors de

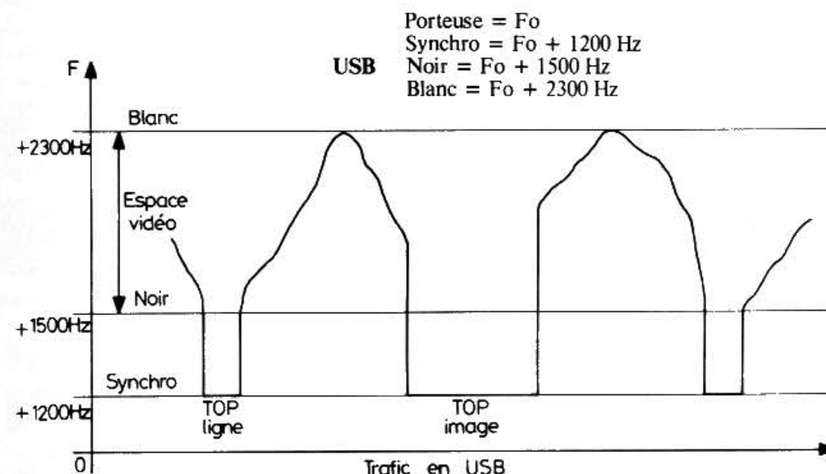


Fig. VIII-7. — SSTV transmise en USB.

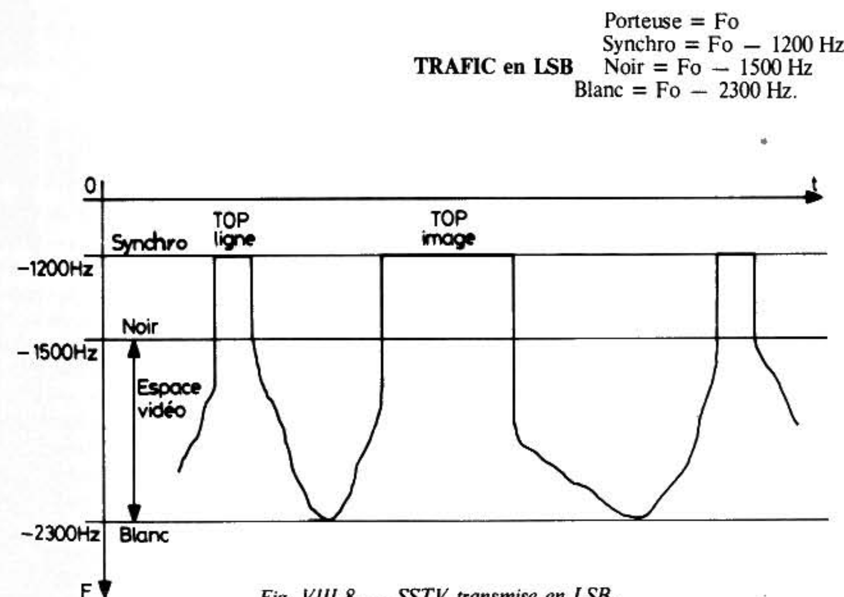


Fig. VIII-8. — SSTV transmise en LSB.

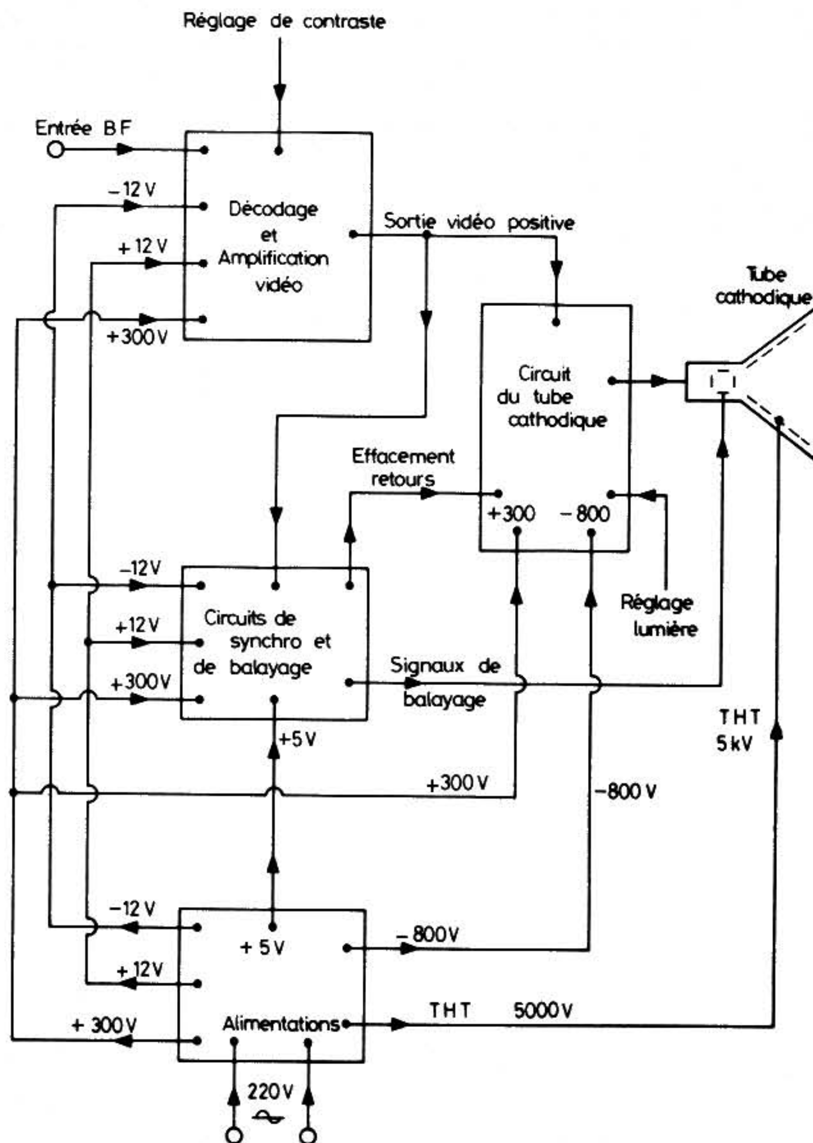


Fig. VIII-9. — Schéma synoptique du moniteur SSTV.

l'écran. Il ne devra être possible d'augmenter la luminosité de l'écran qu'après un temps fixé à l'avance pour le chauffage du tube cathodique. Ceci pour éviter de brûler le phosphore du tube, d'échauffer trop localement le verre et d'épuiser trop rapidement la cathode de ce dernier.

— Un antiparasitage vidéo maximal.

— Un antiparasitage de synchronisation maximal et surtout un circuit qui évite l'affolement des bases de temps lorsqu'il y a perte d'un top de synchro ligne ou image.

— Une insensibilité maximale aux parasites de différentes natures.

— Une possibilité très large de s'adapter aux différents standards tout en respectant le format de l'image, format qui est carré.

— Le moniteur devra pouvoir supporter différents niveaux d'entrée.

— Un dispositif de contrôle de l'accord correct du récepteur devra y être incorporé, tel qu'il a été dit plus haut.

— Le moniteur devra pouvoir supporter les dérives du récepteur dans des limites de ± 100 Hz, sans pour autant perdre sa synchronisation.

Afin de satisfaire ces différents points, nous proposons (fig. VIII-9) un montage de moniteur qui a fait ses preuves.

La figure VIII-9 montre le schéma synoptique de l'appareil qui comporte trois parties principales :

— Les circuits de décodage et d'amplification vidéo, avec le dispositif de contrôle d'accord correct.

— Les circuits de synchronisation et de balayage.

— Les circuits annexes du tube cathodique et les alimentations. Un schéma plus détaillé (fig. VIII-10) montre l'articulation des différents modules. Voyons maintenant plus en détail l'analyse de ce moniteur, fonction par fonction.

1° Les circuits de décodage et l'amplification vidéo

Le signal basse fréquence prélevé à la sortie du récepteur attaque pour commencer un filtre passe-bande du troisième ordre (de 1000 Hz à 2300 Hz) destiné à éliminer, autant que faire se peut, les signaux indésirables et à améliorer le rapport signal sur bruit de la transmission SSTV. La sortie de ce filtre excite un étage compresseur de dynamique après avoir traversé un amplificateur à gain réglable, ce qui permet d'attaquer à niveau constant l'étage de mise en forme rectangulaire. Le seuil de compression est réglable. L'information démodulée contenue dans le signal rectangulaire modulé en fréquence est confiée à une boucle d'asservissement de phase. Là encore, on fait appel à un circuit de type PLL à VCO tel qu'il en a été vu précédemment. Le signal vidéo démodulé est soumis à un filtre passe-bas du deuxième ordre dont la fréquence de coupure est de 600 Hz et amplifié, attaque avec une polarité et un niveau satisfaisants le tube cathodique. Le réglage de gain vidéo constitue en fait le réglage de contraste du moniteur. La sortie du VCO est disponible en basse impédance et après un filtre passe-bande peut éventuellement attaquer l'entrée d'un enregistreur magnétique.

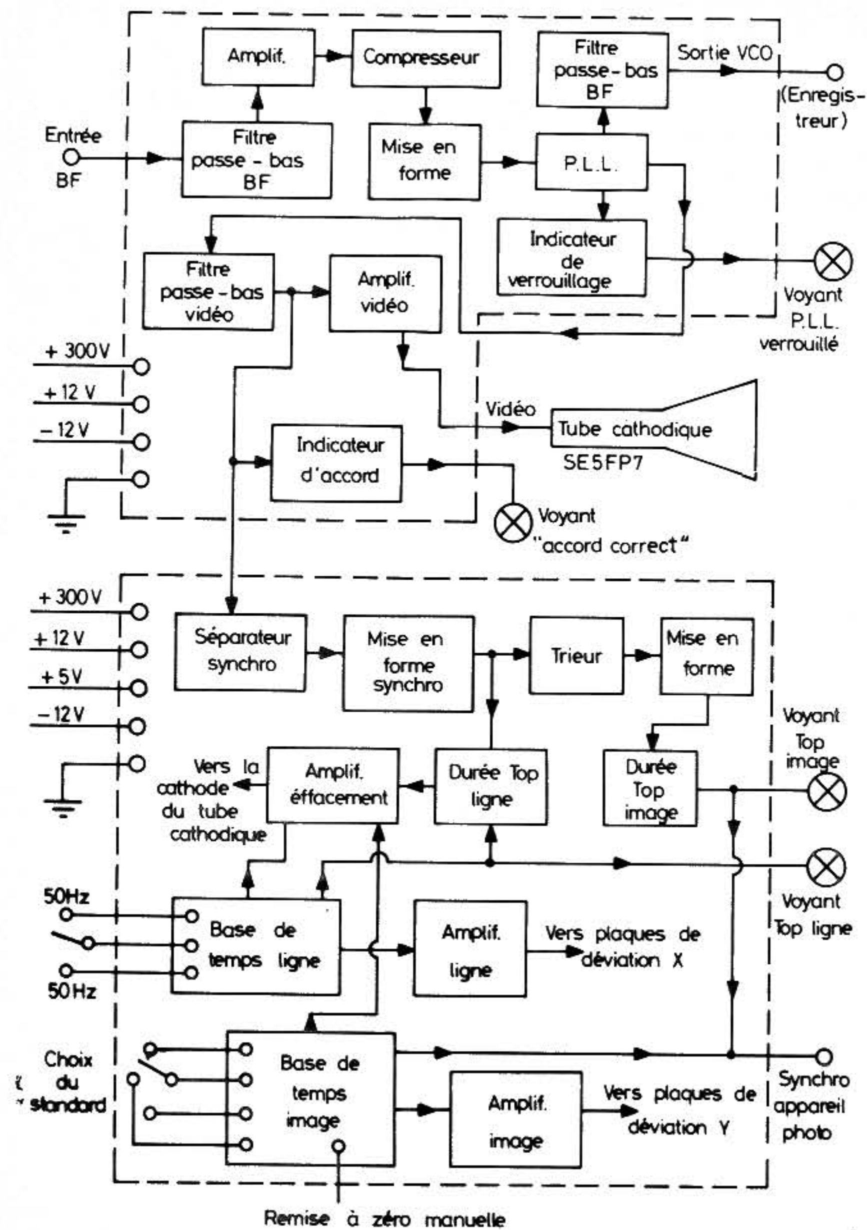


Fig. VIII-10. — Diagramme du moniteur SSTV.

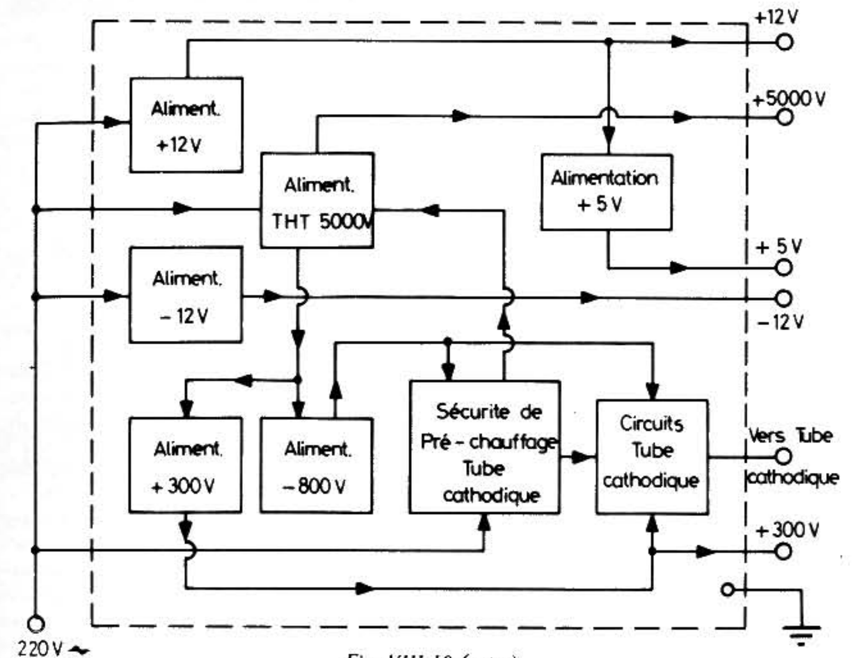


Fig. VIII-10 (suite).

Un dispositif à diodes LED constitue le système indiquant l'accord correct du récepteur. La tolérance d'accord est de ± 50 Hz et en cas de dérive plus importante, c'est le VCO qui compense les écarts pouvant intervenir suivant la tolérance : ± 140 Hz.

2° Les circuits de synchronisation et de balayage

Le signal vidéo est prélevé à la sortie du filtre passe-bas du deuxième ordre et attaque un amplificateur opérationnel monté en comparateur dont le seuil est réglable. Les signaux de sortie, qui sont des tops de synchronisation ligne et image, sont ensuite triés par un dispositif trieur à intégration, moins sensible au bruit que le trieur à différenciation. Le seuil de largeur d'impulsion du trieur est réglable. Le monostable qui fournit les signaux de synchronisation ligne est caractérisé par une durée ajustable. De même, le monostable qui fournit les signaux de synchronisation image a une durée ajustable. Des diodes LED permettent de visualiser ces signaux. Un transistor est monté en amplificateur de tension et fournit au tube cathodique les impulsions d'effacement des retours des balayages horizontaux et verticaux.

Les bases de temps ligne et image sont conçues de la même manière et sont réalisées à partir d'un amplificateur opérationnel pour la base de temps ligne et d'un intégrateur pour la base de temps image. Un transistor commandé par les signaux de synchronisation décharge à la fin de chaque balayage le condensateur de l'inté-

grateur. Si les tops de synchronisation étaient parfaits, ce dispositif serait lui-même exempt de défaut, mais comme il n'en est pas ainsi dans la réalité, et comme, en raison des parasites les plus divers que l'on est amené à rencontrer dans les liaisons radio-électriques, il manque parfois des tops, ce type de moniteur (qui a tout prévu !) possède un circuit de surveillance des tops de synchro qui pourraient manquer et si tel est le cas, après un temps de 3,5 ms d'attente pour les tops de ligne ou un temps de 20 ms d'attente pour les tops d'image, ce dispositif provoque la remise à zéro des intégrateurs respectifs de façon à être prêt à commencer un nouveau balayage au même instant que si le top inexistant avait été présent. Cela évite l'affolement du balayage en cas de synchronisation défaillante.

Une commutation dans les bases de temps permet de recevoir différents standards sans modification de la largeur de l'image et tout en conservant le bénéfice des différents circuits de compensation. Les amplificateurs de balayage ligne et image ont une structure identique à partir d'amplificateurs opérationnels.

3° Les circuits du tube cathodique et les alimentations

Le tube cathodique le plus fréquemment rencontré est le tube de type SE 5 F P7 relativement moderne et que les amateurs peuvent maintenant trouver sans trop de difficulté, alors qu'il était réservé, il y a encore peu de temps, aux équipements médicaux. Il a pour avantage d'être doté d'une longue persistance grâce au phosphore P7 et d'une grande luminosité due à l'utilisation d'une tension de post-accélération élevée. Ce tube, qui est à déviation électrostatique, ne nécessite donc pas de bobinages de déviation qui sont toujours délicats à réaliser. De plus, comme ce tube possède un écran plat, les distorsions sont minimisées à l'extrême et la photographie de l'image ne peut qu'y gagner en qualité.

Son diamètre de cinq pouces donne une image de dimensions convenables : 100 × 100 mm ce qui, compte tenu de la faible définition et de la luminosité inhérentes au système, permet d'obtenir des images très convenables. Comme le spot émet une lumière bleue qui est assez violente et de courte rémanence, il est bon de munir l'écran d'un filtre de contraste jaune qui tend à éliminer cette dominante bleue parfois désagréable. Par contre, la lumière jaune qui est à longue rémanence en est favorisée. Si l'on place non plus un filtre jaune, mais un filtre bleu, la rémanence est supprimée et cela facilite la photographie de l'image. Il est également possible de synchroniser la prise de vues photographiques à partir des tops de synchro image et comme la pellicule photosensible fait une certaine intégration, ce procédé améliore le rapport signal sur bruit de l'image définitive.

L'alimentation très haute tension du tube cathodique utilise un convertisseur statique à fréquence élevée (12 kHz) alimenté à partir du 24 V régulés. L'allumage du spot avec un certain retard est commandé à partir d'un relais lui-même alimenté par le transformateur d'alimentation principal. En cas de coupure brutale du secteur, le relais retombe immédiatement au repos et assure l'extinction très rapide du spot qui pourrait rester allumé quelque temps, compte tenu des grandes constantes de temps des circuits de filtrage, et risquer d'endommager l'écran, le filament du tube ayant lui aussi une certaine inertie thermique. Ce relais de sécurité est commandé par une temporisation de telle sorte que le relais ne puisse commander la lumière du tube qu'après un temps de l'ordre de une minute (le tube est alors chaud et correctement alimenté). Les alimentations du moniteur fournissent du + 12 V et du

— 12 V par rapport à la masse, tensions qui sont régulées par des circuits intégrés. De même, la tension d'alimentation de + 5 V destinée aux circuits logiques TTL (environ — 800 V) et le + 250 V nécessaires à l'alimentation de certaines électrodes du tube, sont fournies par le convertisseur statique et ne sont pas régulées.

Nous pourrions aller beaucoup plus loin dans la description de ce moniteur, mais là encore, nous sortirions très largement du cadre de cet ouvrage et nos amis lecteurs qui voudraient réaliser un tel équipement pourront se reporter aux manuels spécialisés et aux articles publiés par les spécialistes en la matière et tout particulièrement notre ami F 5 HH qui a réalisé de remarquables moniteurs de SSTV et qui a publié le résultat de ses travaux avec de nombreux renseignements et de fort intéressantes photographies. Qu'il en soit ici remercié.

Après avoir vu les principaux éléments qui constituent un moniteur de réception SSTV, nous allons, dans les grandes lignes, décrire les procédés les plus couramment rencontrés qui sont destinés à produire des signaux SSTV à partir d'une image à transmettre.

Trois procédés peuvent générer des signaux SSTV, à savoir :

Des générateurs électroniques et digitaux

Il s'agit en quelque sorte de mires qui, tout comme en TV traditionnelle, génèrent des signaux électriques que le récepteur transformera en image généralement de type géométrique. Mais, à l'opposé de la mire qui produit son signal vidéo en temps réel, au moyen de circuits électroniques relativement simples, un générateur SSTV devra générer le signal vidéo en lisant une mémoire contenant toutes les informations de l'image analysée point par point. La figure VIII-11 montre un exemple des

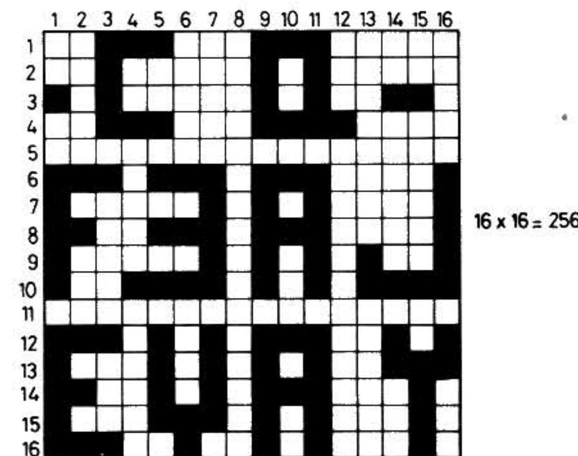


Fig. VIII-11. — Image simple à transmettre. Une mémoire de 256 mots de 1 bit est suffisante pour stocker cette image.



Fig. VIII-12. — Image de TV traditionnelle. Une mémoire de 2 mégabits au minimum.

plus simples. Dans ce cas, une mémoire de 256 mots de 1 bit sera suffisante pour stocker cette image. Mais par contre, si l'on veut générer l'image que montre la figure VIII-12, il faudra une mémoire de capacité beaucoup plus importante. Calculons un ordre de grandeur de cette dernière : Si l'on admet un rapport de 4/3 pour cette image de TV traditionnelle (le rapport de la largeur de l'image à sa hauteur est en effet de 4 sur 3) et si l'on admet une définition verticale de 600 lignes (donc 600 points) et une définition horizontale équivalente soit 600 × 4/3, la capacité de la mémoire capable de stocker cette image sera de 600 × 600 × 4/3 soit 480 000 mots. Mais pour l'instant chaque mot ne définit que le noir ou le blanc de chaque point et nullement la gamme des gris. Si l'on admet de coder la luminosité (donc la gamme des gris) en huit niveaux : le niveau 1 étant le noir dense, le 2 le noir moins intense, le 3 un gris très sombre, le 4 un gris sombre, le 5 un gris clair, le 6 un gris très clair, le 7 un blanc teinté de gris et le niveau 8 un blanc franc, chaque mot devra être de trois bits au minimum. Le calcul le plus simple qui soit montre alors que la mémoire nécessaire au stockage de cette image devra avoir une capacité de 1 500 000 bits, c'est-à-dire un mégabit et demi. Et avec une telle capacité de mémoire, la gamme des gris ne sera guère nuancée : l'image aura trop de contraste. Il faut donc utiliser une gamme des gris beaucoup plus nuancée avec 16 niveaux et dans ce cas, chaque mot devra avoir 4 bits, ce qui implique une mémoire de plus de 2 millions de bits, ce qui est considérable et tout à fait hors du domaine de l'amateur.

En SSTV, ce procédé sera simplifié car on limitera la définition verticale de l'image à 120 lignes (donc 120 points) et comme l'image SSTV est carrée, la définition horizontale sera elle aussi de 120 points, ce qui nous donne une capacité de mémoire

de 120 × 120 = 14 400 mots. Comme la définition globale de la SSTV est inférieure à celle de la TV traditionnelle, on se limitera à 8 niveaux de gris, ce qui donne 3 bits par mot. La capacité totale de la mémoire nécessaire sera donc de 43 200 bits, soit 43,2 kilobits, ce qui est sensiblement 50 fois moins que pour l'image TV standard. A noter que si l'on veut transmettre des images où l'on ne recherche que le noir et le blanc (des documents par exemple) la mémoire utilisée pourra être encore simplifiée, mais dans ce cas, plus question de rechercher des nuances de gris !

Un exemple de réalisation à la portée des amateurs (fig. VIII-13) montre un générateur digital d'image SSTV mémorisée. Le compteur colonnes est attaqué par une fréquence multiple de la fréquence ligne du balayage SSTV, tandis que le compteur lignes est attaqué par une fréquence multiple de la fréquence image, elle-même sous-multiple de la fréquence ligne. A chaque instant, le contenu des deux compteurs définit une adresse de la mémoire dont le contenu est lu par l'amplificateur vidéo. Un dispositif de mélange permet l'adjonction de la synchronisation ligne et de la synchronisation image. A la fin du système, le VCO modulé par la vidéo fournit la sous-porteuse dont il a été question bien des fois plus haut.

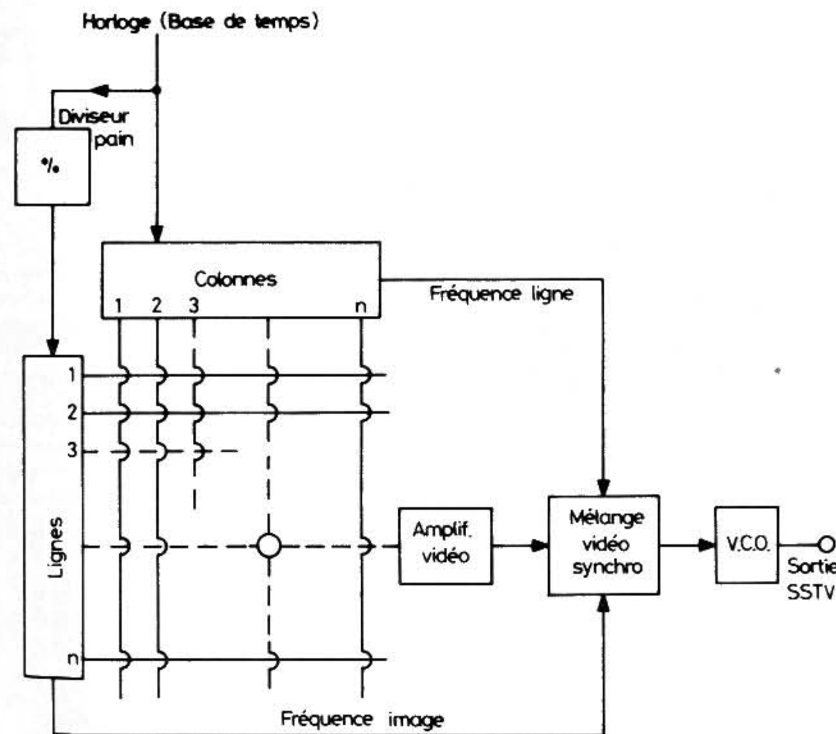


Fig. VIII-13. — Générateur digital d'image SSTV mémorisée.

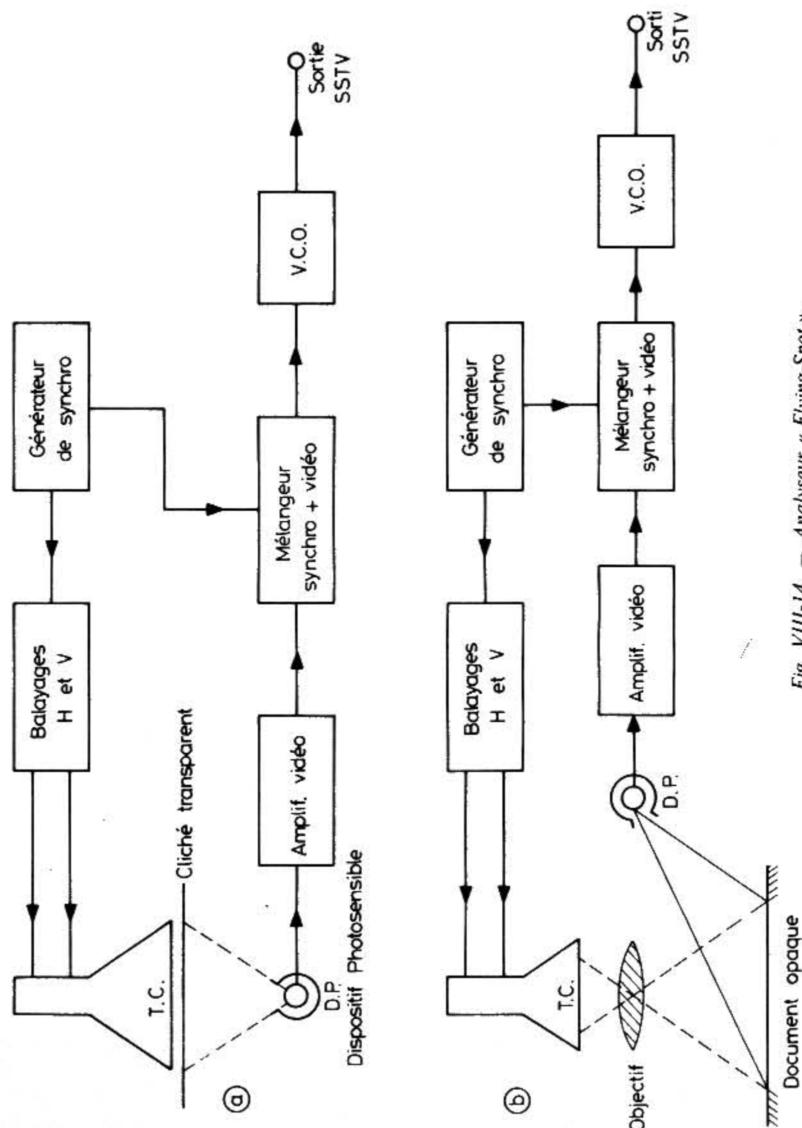


Fig. VIII-14. — Analyseur « Flying-Spot ».

Ce dispositif de générateur digital d'images mémorisées fonctionne très bien mais présente l'inconvénient de manquer particulièrement de souplesse lorsque l'on veut changer le contenu de l'image ! De plus, il est assez onéreux à mettre en œuvre.

Pour remédier à ces inconvénients par trop rédhibitoires, l'analyseur « flying-spot » apporte une solution intéressante :

L'analyseur « Flying-Spot »

Ce dispositif permet d'analyser des diapositives, des photographies, des documents et des schémas. Le principe de ce système est montré sur la figure VIII-14 avec deux variantes : en (a), le cas d'un cliché sur un support transparent, et en (b), le cas d'un cliché opaque, où la trame d'analyse est projetée sur le document à transmettre. L'élément DP est un dispositif photosensible qui reçoit la lumière réfléchie. Le principe du fonctionnement en est le suivant : on constitue une trame de luminosité uniforme, dite trame d'analyse, sur l'écran du tube cathodique à phosphore non persistant (TC sur la figure). Cette trame va définir l'analyse du document que l'on veut transmettre. Le spot du tube cathodique se trouve donc à chaque instant en un endroit précis de l'écran du tube, repéré par les valeurs à cet instant des tensions de balayage. Si un cliché sur support transparent ou un tirage photographique ou un dessin opaque est placé très près de la face du tube cathodique, la lumière provenant du spot et qui passe à travers le cliché transparent ou qui est réfléchie par le dispositif opaque dépend de la valeur du document au point concerné.

Si l'on place un élément photosensible tel qu'un phototransistor, un photomultiplicateur, etc. devant l'ensemble ainsi disposé, le signal électrique obtenu est un signal vidéo, synchronisé à la trame d'analyse. Les signaux de synchronisation sont ajoutés au signal vidéo dans l'étage mélangeur et la vidéo composite obtenue module la fréquence d'un VCO qui délivre la sous-porteuse BF. Ce principe du « Flying-Spot » est utilisé couramment en TV traditionnelle pour la transmission de mires ou de panneaux d'annonces, mais il est encore plus intéressant en SSTV car il se prête très bien à la transmission d'images fixes.

Les caméras

La caméra, qui est évidemment l'appareil de prise de vue idéal, reste cependant assez délicate à réaliser par un amateur. Complexe et onéreuse, une caméra TV peut être trouvée d'occasion et dans ce cas, une adaptation à la SSTV peut être envisagée. Le principe d'une caméra TV et celui d'une caméra SSTV sont à peu de choses près identiques, à l'exception de deux points :

— L'objet ou la scène à transmettre doit rester immobile pendant 8 s, c'est-à-dire pendant toute la durée d'analyse (ceci bien évidemment en SSTV !)

— L'analyse à vitesse lente (SSTV) interdit l'utilisation des vidicons de type classique.

Plusieurs types de caméras peuvent être utilisés en SSTV :

1° La caméra à obturateur mécanique et vidicon à mémoire

Ce type de caméra permet de transmettre sans problème et sans distorsion des scènes en mouvement, son principe (fig. VIII-15) est relativement simple. Un obtu-

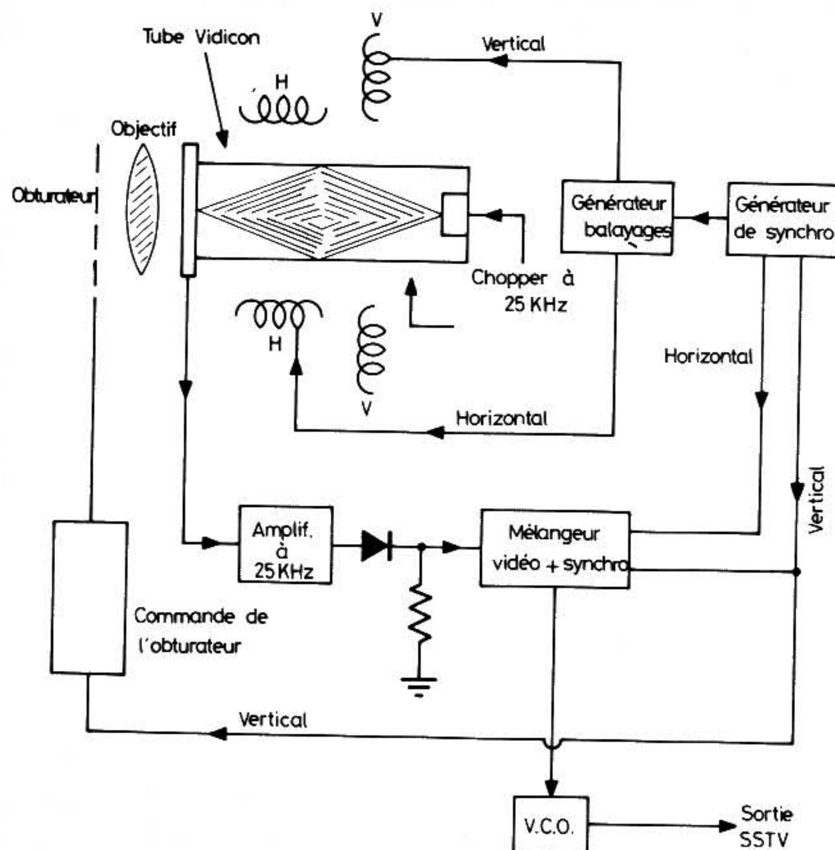


Fig. VIII-15. — Caméra SSTV à obturateur mécanique et tube vidicon à mémoire.

rateur mécanique, commandé électriquement par le générateur de synchronisation image, s'ouvre pendant un temps très court, toutes les 8 s. La cible d'un tube vidicon d'un genre un peu spécial dit « à mémoire » dont le modèle 7290 de Westinghouse est le plus courant, mémorise l'image à la façon d'un film photographique. Lorsque l'oburateur est fermé, on dispose de 8 s pour analyser puis effacer l'image latente qui a été projetée sur la cible du tube vidicon. On comprend que le temps d'ouverture de l'obturateur a permis de prendre en quelque sorte un « instantané » de la scène à retransmettre, même si cette dernière est en mouvement. Il n'y aura donc pas de distorsion, sauf si la vitesse du mouvement de cette scène est par trop élevée et si par rapport à cette dernière la durée d'ouverture de l'obturateur est trop forte, mais c'est un cas exceptionnel qui ne se rencontre pratiquement pas dans le cadre des images que l'on souhaite transmettre en SSTV. Le temps d'ouverture de l'obturateur est d'environ 30 ms, ce qui correspond en photographie à une vitesse de prise de vue de 1/30e de seconde ; en photographie avec une telle vitesse (1/25 à 1/50e de seconde), on peut facilement saisir des scènes en mouvement, mais pas des sujets très rapides, car dans ce cas, l'image serait floue. Il en est de même en SSTV. Cette durée de 30 ms est impérative et ceci pour plusieurs raisons : tout d'abord, parce que c'est la durée des tops de synchronisation image et que l'on profite de ce dernier pour effectuer la prise de vue. D'autre part, il ne peut pas être plus court, car la quantité de lumière nécessaire pour impressionner la cible du tube vidicon doit tout de même être suffisante et, dans l'état actuel de la technologie, la sensibilité des cibles de ces tubes est telle que l'on ne sait pas encore réduire la quantité de lumière en dessous de cette valeur, tout en obtenant des résultats de bonne qualité.

Comme dans une caméra de TV traditionnelle, des bobines de déviation horizontale et verticale encadrent le tube vidicon et ces bobines sont commandées par des tensions de déviation en dents de scie délivrées par les deux bases de temps : image à 1/8 de Hz et ligne à 16,66 Hz. Comme les signaux très lentement variables sont difficiles à amplifier et à transmettre sans dérive, en SSTV comme dans tous les autres montages électroniques, les signaux à 1/8 de Hz, tout comme les signaux à 16,66 Hz, posent des problèmes d'amplification, car les circuits utilisés peuvent dériver plus ou moins, il est nécessaire de faire appel à un artifice pour résoudre ce problème. La solution adoptée fait appel à un système à découpage électronique appelé « chopper » qui va découper le signal utile à une fréquence relativement plus élevée et plus facile à traiter. Cette fréquence de découpage est choisie comme étant de 25 kHz. On va donc transposer dans la gamme BF supérieure (dans les 25 kHz) le problème de l'amplification des faibles tensions évoluant à fréquences très basses et de la sorte le problème sera beaucoup plus simple à résoudre. La figure VIII-16 montre le synoptique d'un dispositif amplificateur à chopper, tandis que la figure VIII-17 montre clairement les trois étapes de cette transposition. En (I) le graphique montre le signal à amplifier très lentement variable ; c'est donc le signal à découper. En (II) apparaît le signal délivré par le chopper à la fréquence de 25 kHz. On va le considérer comme une porteuse de fréquence 25 kHz qui sera modulée en amplitude par le signal initial très lentement variable. Le résultat (III) est tel que le signal initial est découpé à la fréquence de 25 kHz et que son amplitude très lentement variable constitue l'enveloppe de la porteuse.

En pratique, dans le cas de la caméra, le découpage de la tension vidéo sera effectué d'une manière particulièrement simple puisqu'au lieu d'alimenter la grille du tube vidicon en courant continu, on l'alimentera en tension rectangulaire de fréquence 25 kHz, ce qui aura pour effet d'établir et d'interrompre le faisceau de prise de vue 25 000 fois par seconde.

Le seul inconvénient inhérent à ce type de caméra SSTV est le côté onéreux du tube vidicon à mémoire. Pour le moment, du moins, mais l'on peut espérer que la prochaine décennie verra baisser considérablement le prix de ce type de composant et le mettra plus à la portée des amateurs.

2° La caméra à tube plumbicon

C'est une caméra sans obturateur destinée à la prise de vue de scènes ou de documents immobiles, ou très lentement mobiles. Le plumbicon est un tube de prise de vue dont les performances sur le plan de la mémorisation sont intermédiaires entre celles du vidicon à mémoire et celles des vidicons standards. Si le plumbicon est

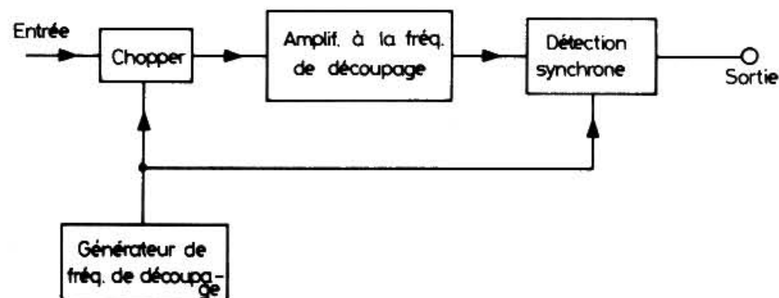


Fig. VIII-16. — Synoptique d'un système amplificateur à chopper.

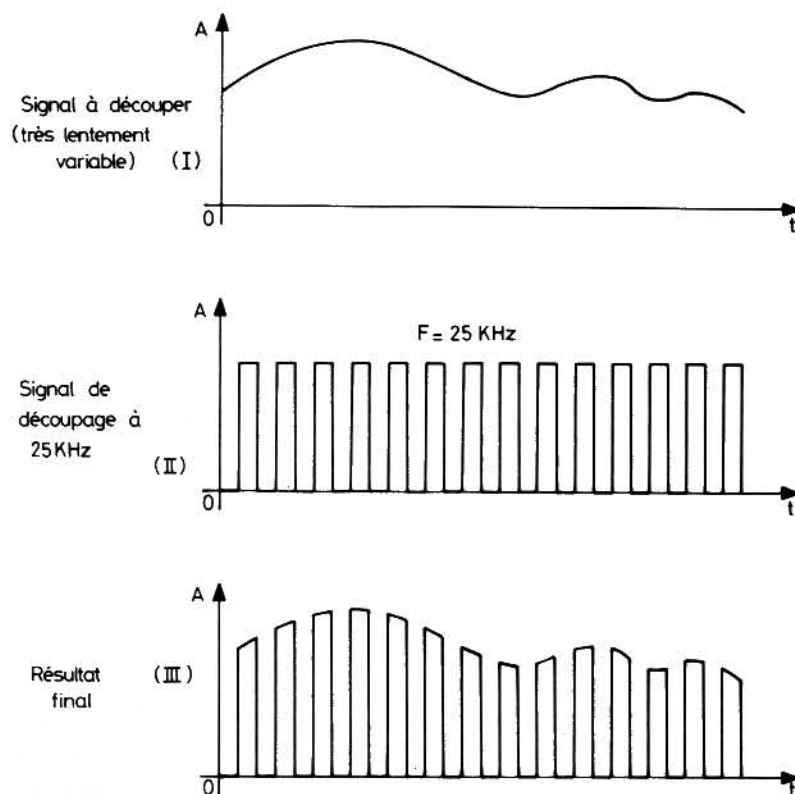


Fig. VIII-17. — Effet du découpage par chopper sur le signal.

balayé à vitesse lente : 16,66 Hz en balayage ligne et 1/8 Hz pour le balayage image, les résultats sont excellents. De nombreuses caméras SSTV utilisant de ce type de tube de prise de vue ont été réalisées par des amateurs. Les résultats sont très encourageants et le prix de revient plus abordable, car il est possible, en effet, de se procurer de tels tubes d'occasion qui proviennent de caméras de TV en couleur. Par contre, le bloc de déviation devra être soit acheté dans le commerce, soit réalisé par l'amateur (ce qui est loin d'être impossible), mais rares sont les blocs de déviation d'occasion, car c'est pratiquement inusable.

3° La caméra à échantillonnage

C'est certainement la caméra qui recueille le plus de suffrages et ceci pour plusieurs raisons :

— Plusieurs systèmes commerciaux ont retenu cette solution.

— Elle permet d'utiliser une caméra de TV normale avec un minimum de modifications et d'adaptations. Il est en particulier très facile d'utiliser une petite caméra de surveillance (peu onéreuse) et dont la définition est largement suffisante pour la transmission SSTV. Ce type de caméra ne comporte pas d'obturateur et ne permet donc pas de faire des prises de vue sur des sujets en mouvement. Comment fonctionne une caméra à échantillonnage ?

C'est en quelque sorte une prise de vue en TV normale avec prélèvement d'une image toutes les 8 s qui sera transmise après analyse en SSTV. Mais pour ce faire, il est nécessaire de faire subir à la caméra TV d'origine quelques modifications, que nous allons expliquer rapidement. Considérons la figure VIII-18 qui montre, en (1), une trame de TV légèrement modifiée d'une caméra TV standard où l'on a décalé la fréquence de la base de temps image de façon à la faire passer de 50 Hz à 16,66 Hz. Et puisque l'on n'a pas modifié la fréquence de la base de temps ligne, le nombre de lignes par image sera de : 15 625 : 16,66 soit environ 938 lignes, soit approximativement trois fois plus que pour une caméra TV de surveillance standard. En tournant de 90° la caméra TV dans le sens contraire des aiguilles d'une montre, on peut

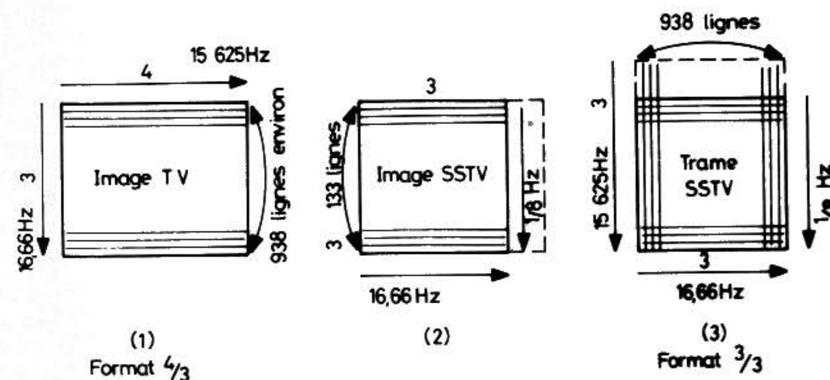


Fig. VIII-18. — Transformation de l'image TV de format 4/3 en image carrée 3/3 transmise en SSTV.

considérer le balayage image de la caméra comme étant maintenant le nouvea balayage ligne de l'ensemble de prise de vue en SSTV. Comme il y a enviro 1 000 points communs entre la trame de l'image TV modifiée et chaque ligne d l'analyse SSTV, on peut dire que le signal vidéo SSTV est fourni sous forme d'échan tillons avec environ 1 000 échantillons par ligne d'analyse SSTV.

Il suffira donc d'échantillonner correctement le signal vidéo TV pour obten le signal vidéo SSTV. Mais il faut déterminer les instants d'échantillonnage : pou cela, on voit, sur la figure VIII-18 en (3) que l'échantillonnage du signal vidéo do être réalisé à l'intersection des lignes SSTV (fréquence image TV) et des lignes TV Le moyen le plus simple consiste à comparer les tensions de balayage correspon dantes et de déclencher l'échantillonnage au moment où ces tensions sont égales

$$V_{1/3\ Hz} = V_{15\,625\ Hz}$$

Dans l'exposé de ce principe de base, nous n'avons pas mentionné le problèm des différences de format (4 × 3 pour l'image TV contre 3 × 3 pour l'image SSTV ni les inversions de sens de l'image SSTV obtenue par rapport à l'image TV (rotatio de 90°) et il faudra inverser le sens du balayage ligne, soit celui du balayage imag de la caméra TV pour compenser cette inversion.

La figure VIII-19 montre le schéma synoptique simplifié d'un dispositif de pris de vue SSTV à partir d'une caméra TV modifiée.

Nous pourrions aller beaucoup plus loin dans les descriptions de matériels e équipements SSTV, mais comme nous ne voulons pas alourdir par trop cet ouvrage nous laissons la possibilité à tous ceux qui souhaiteraient expérimenter cette tech nologie très séduisante de trouver dans les ouvrages spécialisés de plus longs déve loppements et des exemples de réalisations très détaillés.

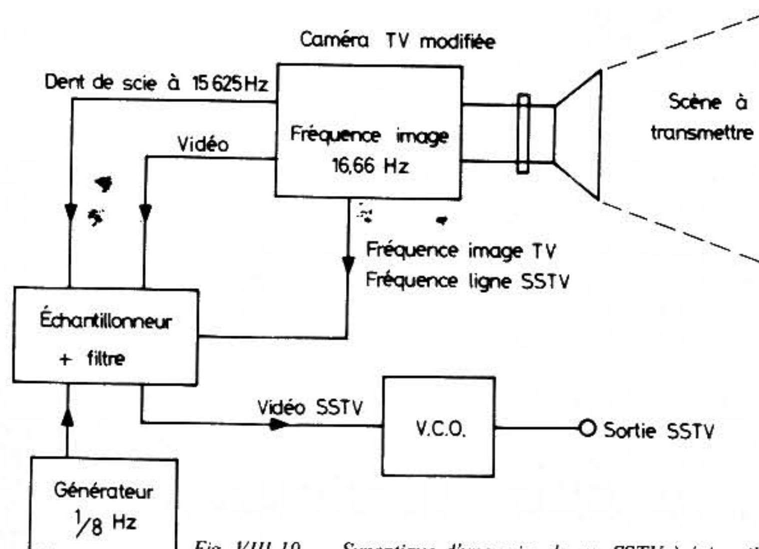


Fig. VIII-19. — Synoptique d'une prise de vue SSTV à échantillonnage.

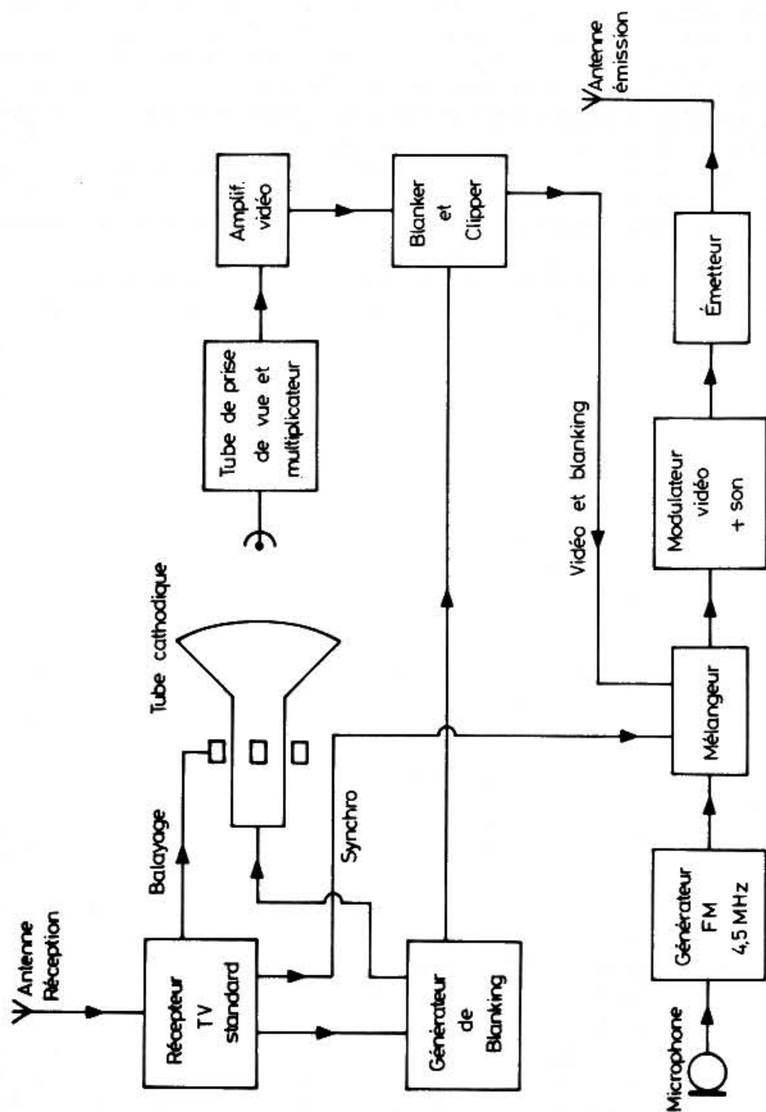
La SSTV peut être très facilement pratiquée sur les bandes ondes courtes et tout particulièrement sur la bande amateur 28 MHz avec des performances remarquables. Pour ceux qui voudraient l'expérimenter sur le 27 MHz, ils se heurteront à la réglementation en vigueur, mais, à des fins d'expérimentation pure, et si leur émetteur ne délivre qu'une très faible puissance, inférieure à la puissance ne nécessitant pas d'autorisation officielle, il semble qu'il ne leur soit pas interdit de se livrer à cette pratique.

Si la transmission de Fac-Simile et la SSTV se pratiquent très bien sur les bandes décamétriques, il n'en est plus de même avec la télévision d'amateur, car la bande passante exigée devient incompatible avec le spectre des fréquences disponibles.

Néanmoins, de nombreux radio-amateurs pratiquent la télévision dans des conditions que nous allons maintenant définir. Le diagramme d'une installation type de télévision d'amateur (émission et réception s'entend) assez largement utilisée aux USA (fig. VIII-20) montre qu'il y a interaction entre la fonction de réception et la fonction d'émission. Ce dispositif qui donne d'excellents résultats est caractérisé par une fréquence de balayage de 262 lignes seulement afin de réduire la bande passante de l'émission, et réduire l'encombrement occasionné par cette émission dans le spectre radio-électrique. Les émissions en 819 lignes de la télévision française, avec leur haute définition, nécessitaient une bande passante de l'ordre de 13 MHz (fig. VIII-21) comprenant la porteuse image et la bande latérale utilisée, la seconde bande latérale étant éliminée en grande partie, et la porteuse son qui occupe peu de place en regard des 13 MHz de ΔF pour l'image seule ! Les émissions en 625 lignes demandent un encombrement moindre (de l'ordre de 8 MHz tout de même) et si l'on réduit encore le nombre de lignes (par exemple 262 lignes) dans le cas de ces émetteurs de TV amateurs américains, la bande passante sera encore un peu plus réduite et sera plus facilement casée dans les bandes amateurs disponibles, mais il sera tout à fait impossible d'utiliser les bandes décamétriques qui sont assez étroites (même la bande 28 à 30 MHz qui couvre près de 2 MHz mais qui reste insuffisante pour supporter une seule émission de plusieurs MHz de bande passante). Si techniquement et en théorie il est parfaitement possible de transmettre de la télévision sur 27 MHz ou sur la bande amateur 28 MHz, en pratique c'est irréalisable compte tenu de la bande passante nécessaire. Il faudra donc se rabattre sur les bandes VHF ou UHF et même la bande amateur 144 à 146 MHz reste insuffisamment large pour accepter de la TV d'amateur (de la vraie TV, pas de la SSTV, s'entend) et seule la bande UHF : 430 à 440 MHz restera disponible pour de telles émissions et c'est la raison pour laquelle de nombreux radio-amateurs émettent de la télévision (image et son) avec d'excellents résultats et en plein accord avec les autorités (s'ils disposent d'un indicatif, bien évidemment !).

Il est également courant de réaliser des émissions de TV amateurs sur 430 MHz et le son est émis sur 145 MHz.

Là encore, il n'entre pas dans le cadre de cet ouvrage de décrire dans le détail des équipements émetteurs et récepteurs de TV, mais il nous a semblé intéressant de mentionner un montage américain fonctionnant dans la bande TV des 60 à 70 MHz et qui a l'avantage de définir les caractéristiques des stations de TV amateurs et de pouvoir servir de point de départ pour l'étude et la réalisation de stations TV plus élaborées fonctionnant sur des fréquences plus élevées (de préférence 430 MHz).



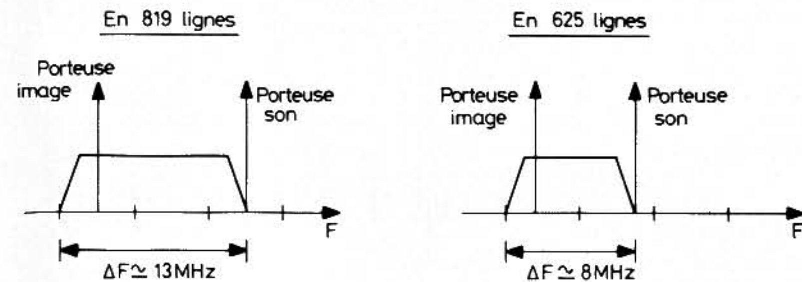


Fig. VIII-21. — Bande passante TV nécessitée par le nombre de lignes.

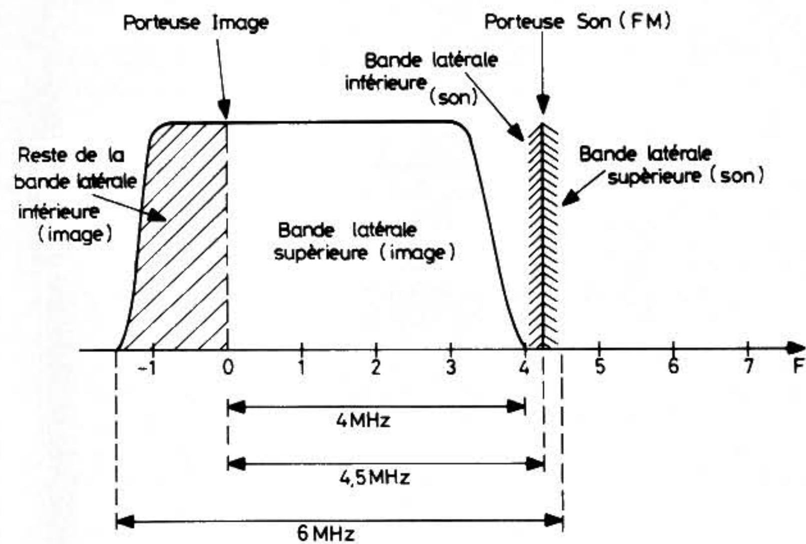
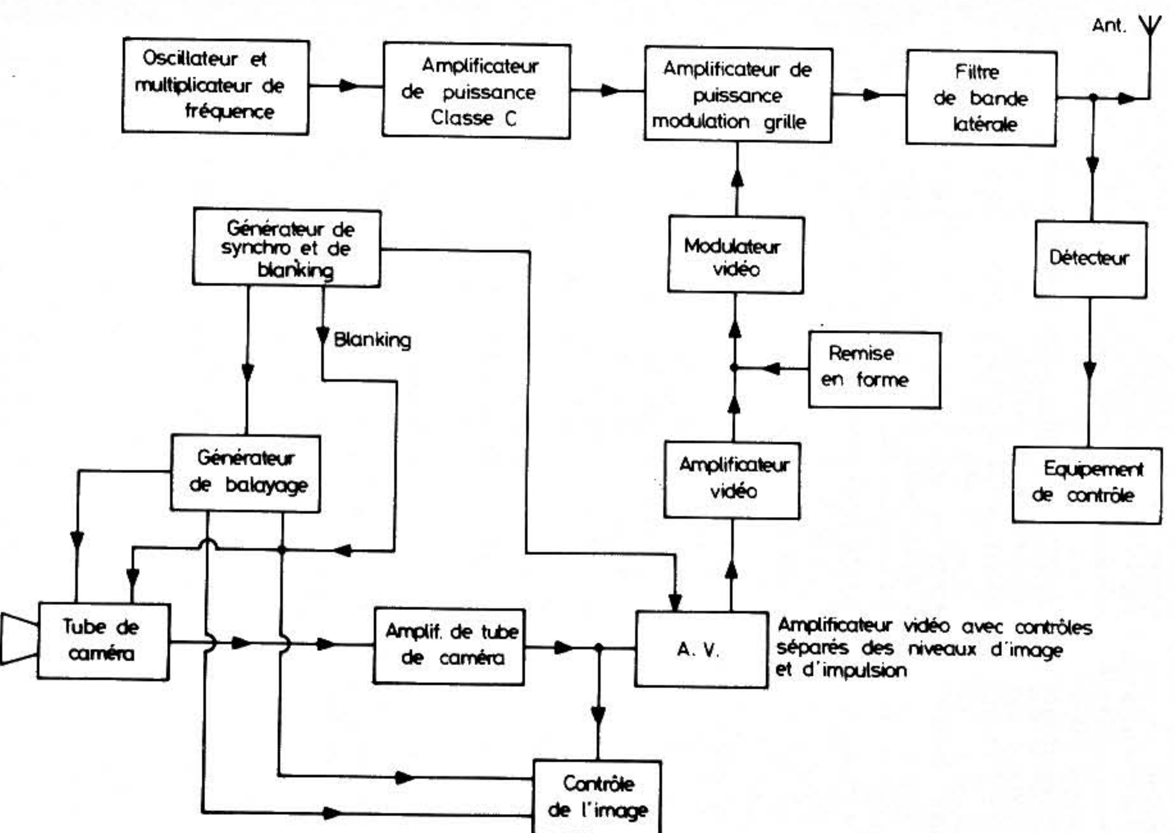


Fig. VIII-22. — Bande passante d'une émission TV amateur.

La figure VIII-22 montre la bande passante requise par ce type d'émission TV (image et son), tandis que la figure VIII-23 donne le diagramme simplifié de cet équipement. Enfin la figure VIII-24 montre l'évolution du système pour qu'il puisse être utilisé dans la bande amateur 430 MHz. Cet ensemble émetteur de TV d'amateur fonctionne sur la fréquence 439,25 MHz et il est constitué par une chaîne vidéo commandée par une caméra TV qui attaque un module oscillateur-étage tampon-amplificateur vidéo-modulateur dont la fréquence de sortie est de 61,25 MHz. Cette fréquence est commandée par un oscillateur piloté par quartz sur cette fréquence de 61,25 MHz. Un atténuateur de 3 dB est disposé entre la sortie de ce module qui déli-



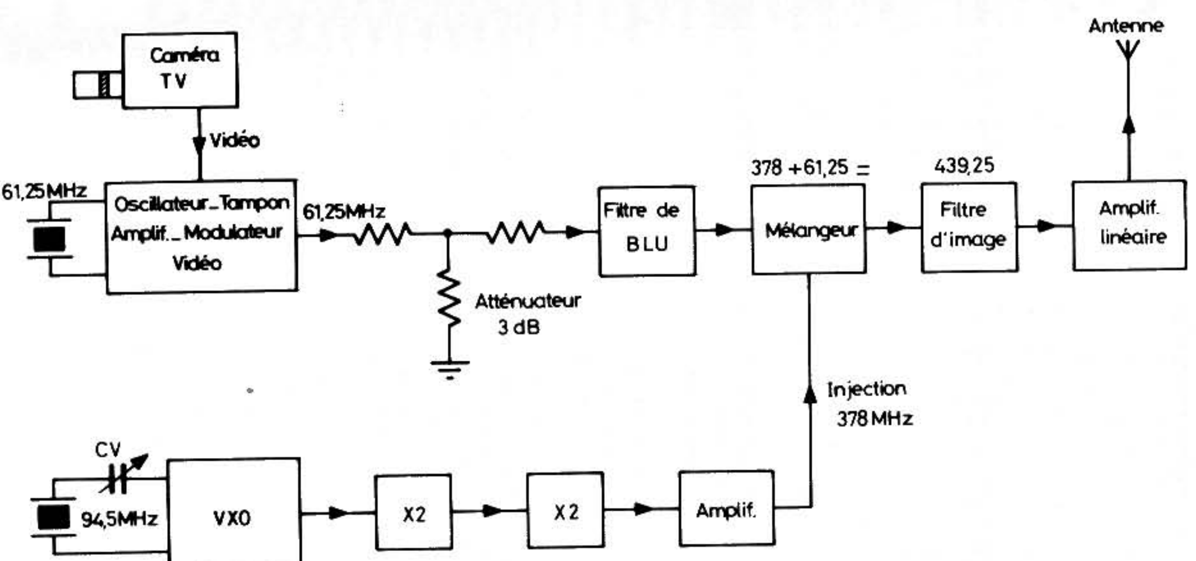


Fig. VIII-24. — Chaîne d'émission TV amateur sur 439,25 MHz.

vre environ 20 mW et l'entrée d'un filtre destiné à supprimer la bande latérale indésirable. Vient ensuite un module mélangeur qui additionne le signal à 61,25 MHz et le signal de sortie de la chaîne provenant du VXO, signal à 378 MHz (mais qui peut varier en fonction de la fréquence délivrée par le VXO). Cette addition de fréquence dans le mélangeur donne un signal de sortie sur 378 + 61,25 = 439,25 MHz, qui est la fréquence finale de l'émission télévisée. Un filtre d'image opère une certaine élimination des signaux non souhaités sur le signal de sortie qui est à son tour appliqué à l'entrée d'un étage amplificateur de puissance qui attaque enfin l'antenne d'émission.

La chaîne du VXO est constituée par un module oscillateur piloté par un quartz sur 94,5 MHz, mais cette fréquence peut varier très légèrement grâce à l'action d'un condensateur variable CV monté en série avec le quartz. Un étage doubleur suivi par un second doubleur donne un signal à 378 MHz et un amplificateur redonne à son tour du 378 MHz qui est appliqué au mélangeur qui l'additionne au 61,25 MHz, comme il a été dit plus haut.

Il sera ainsi possible de faire varier la fréquence d'émission dans une plage de quelques MHz, tout en restant à l'intérieur de la bande amateur 430 à 440 MHz en jouant sur le CV.

A titre indicatif et pour conclure cette approche de la TV d'amateur, nous donnons (fig. VIII-25) la courbe de réponse d'un filtre destiné à supprimer la bande latérale indésirable, filtre que l'on rencontre dans la plupart des émetteurs de TV.

On voit d'après cette courbe de bande passante que la suppression de la bande latérale n'est pas très stricte. Il y a en fait une plus grande atténuation d'une bande latérale que de l'autre et c'est la raison pour laquelle, les spectres relevés pour des

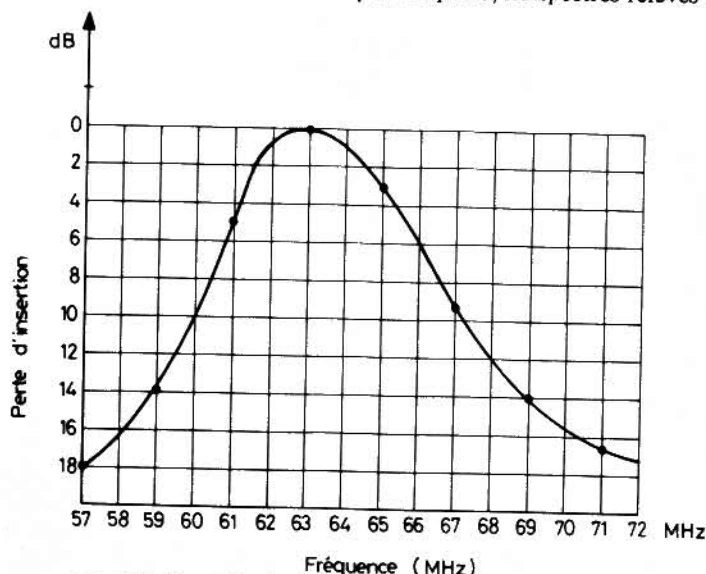


Fig. VIII-25. — Courbe de la bande passante d'un filtre TV.

émetteurs de TV sont toujours tels que la bande latérale « supprimée » ne l'est que partiellement.

Avant de clore ce chapitre consacré à la transmission des images, nous voudrions dire quelques mots d'une technique qui a pris naissance depuis peu mais qui devrait connaître de très larges développements dans l'avenir et qui se nomme : LA TELEVISION NUMERIQUE. Par certains côtés ce procédé peut s'apparenter aux générateurs d'images que l'on a vus au cours de l'exposé consacré à la SSTV, mais la télévision numérique va beaucoup plus loin. En effet, la technique de base de ce procédé est de transformer les signaux analogiques que sont les signaux vidéo ou autres en signaux logiques et de les traiter comme tels, c'est-à-dire à la manière des circuits d'ordinateurs. Alors qu'il est très difficile d'éviter et surtout de corriger les défauts de tout signal analogique que l'on veut traiter, enregistrer ou transmettre à distance, il est infiniment plus facile de corriger les défauts de signaux logiques car ce ne sont que des signaux par tout ou rien et s'il y a déformation, il suffit d'amplifier et d'écrêter et l'on retrouve des signaux absolument parfaits. La télévision numérique utilise donc des signaux logiques et ce sera certainement là que se trouvera la solution finale des transmissions d'images télévisées à grande distance, avec une distorsion minime pour ne pas dire nulle.

Ainsi, au lieu de transmettre des variations d'amplitude correspondant aux variations de nuances des gris, il suffira de transmettre des nombres binaires correspondant très exactement à toutes les nuances de gris désirées. Ces nombres binaires ne seront pas déformés par la transmission, même si cette transmission est affectée par de nombreux parasites, et même si à l'arrivée ces signaux étaient particulièrement déformés, il suffirait d'une simple remise en forme (ampli + limiteur) pour retrouver nos nombres binaires sous une forme parfaite et reconstituer ainsi une gamme des gris aussi parfaite que possible. Ceci est possible avec des nombres binaires, mais ne l'est pas avec des signaux analogiques dont la remise en forme est impossible et les défauts relevés à l'arrivée, ne pouvant être corrigés, imposent à l'image reconstituée une qualité des plus médiocre. De plus, les images digitales pourront être traitées par ordinateur mais il y a un problème très important qui vient s'opposer à la généralisation de ce procédé si séduisant, à savoir : la bande passante très élevée nécessitée par la télévision numérique, en plus du prix de revient qui est, pour le moment, assez élevé, mais qui devrait décroître d'une manière notable avec l'abaissement des prix des systèmes informatiques (exemple : les calculatrices de poche dont les prix ont chuté très rapidement). Pour obtenir une image comparable, la largeur de bande d'un système digital est de 8 à 12 fois plus large que pour un système analogique. Là est le point noir ! En supprimant un certain nombre de redondances et en ne conservant que les seuls signaux vraiment utiles, on est arrivé à réduire la bande passante mais elle reste encore quelque peu prohibitive pour des transmissions radioélectriques. Les premières applications de la télévision digitale sont les suivantes :

— transmission secrète de messages et de documents militaires ;

— transmission codée rendant quasiment impossible la détection par des tiers non autorisés et difficulté d'interception ;

— transmission d'images spatiales à de très grandes distances ; nous y reviendrons au cours du chapitre consacré aux différents trafics ouverts aux amateurs et utilisant des satellites artificiels ;

— transmission d'images au moyen de câbles ou même de lignes téléphoniques ordinaires.

La télévision digitale, appelée DTV (Digital TV) transforme donc les informations vidéo en nombres binaires qui seront transmis et traités facilement. Des normes de balayage variées pourront être utilisées, suivant le niveau de définition d'image que l'on souhaite obtenir. Un exemple : la télévision américaine a pu numériser un standard de 30 images par seconde et un nombre de lignes de 525 en un code digital utilisant 5 ou 6 informations numériques. Des images en mouvement et de bonne qualité ont peu être obtenues à partir d'une transmission de 10 images par seconde et une définition de 250 lignes, à partir d'un code à 4 informations. Et avec 3 informations seulement, on peut obtenir des images de qualité moyenne avec une cadence de 3 à 5 images par seconde et un nombre de lignes de 125. Le développement de la télévision digitale pour la transmission des images fixes exige un compromis entre la définition et la numération. Les définitions varient en fait entre 125 et 3000 lignes par image et la numération varie de 2 à 7 bits. Des numérations plus élevées seront réservées à des transmissions particulières.

Nous n'avons fait qu'aborder ce type de transmission d'images qui, pour le moment, n'est guère à la portée de l'amateur et en tous cas ne saurait l'être dans le cadre du 27 MHz. Il est probable que la bande 28 MHz verra, dans les prochaines années des tentatives de transmission de TV numérisée par les radio-amateurs et c'est la raison pour laquelle nous avons voulu mentionner ici ses très larges possibilités.

CHAPITRE IX

LES COMMUNICATIONS SPATIALES

Le trafic amateur via satellites artificiels
Les relais, répéteurs et transpondeurs
Les ballons sondes et les balises
Le trafic « Meteor Scatter »

Ce chapitre est consacré à des techniques qui sont a priori bien éloignées de la bande 27 MHz telle qu'on se l'imagine à première vue et pourtant nous y trouverons de nombreuses applications du 27 MHz et bien entendu des applications encore plus nombreuses de la bande amateur 28 MHz.

Les communications spatiales concernent les techniques de radiocommunications qui ne se bornent plus à utiliser des liaisons d'un point à un autre par le trajet simple d'une onde directe, ni même par le cheminement d'une onde qui va se réfléchir un plus ou moins grand nombre de fois sur les hautes couches de l'atmosphère pour atteindre un correspondant situé à de très grandes distances mais qui cherchent à tirer parti des liaisons radioélectriques dont les ondes sortent de cette atmosphère terrestre qui nous entoure, pour rebondir sur une autre planète ou être retransmises par un satellite artificiel.

Les premières communications spatiales furent effectuées par les radio-amateurs américains aux environs de 1950 et consistèrent à émettre en direction de la lune, le signal reçu et réfléchi par ce satellite naturel de notre bonne vieille terre revenait vers elle et était reçu à un autre point du globe. Les pertes en signal étaient extrêmement élevées, mais le point de départ était donné et le choix des fréquences pouvant sortir de l'atmosphère terrestre se faisait jour. Toutes les fréquences radioélectriques ne peuvent pas en effet sortir de notre atmosphère et toutes les ondes qui ont la particularité de se réfléchir sur les hautes couches de l'atmosphère, ne sont pas capables, par définition, de s'en échapper (ou du moins en très grande partie) ; par contre, les VHF et les UHF ainsi que les micro-ondes, qui ne se réfléchissent pratiquement pas sur l'atmosphère, la traversent très bien et permettent de contacter des véhicules spatiaux (ou des planètes éloignées) avec d'excellents résultats. Comme la bande 27 MHz et sa voisine la bande amateur 28 MHz est à la charnière entre les ondes courtes et les VHF, il y a des possibilités de liaisons spatiales à partir de ces fréquences, et tout particulièrement en utilisant des satellites artificiels.

Les satellites OSCAR

Le premier satellite artificiel pouvant être utilisé par des radio-amateurs fut lancé par les américains en 1961. Son nom : Oscar 1. Le nom d'Oscar signifie : Orbiting Satellite Carrying Amateur Radio. En 1962 était lancé Oscar 2. En mars 1965 était lancé Oscar 3, puis ce fut Oscar 4 la même année et Oscar 5 en 1970. En 1972 le satellite Oscar 6 était lancé et démarrait avec lui le programme Amsat (Amateur-Satellite) qui eut un grand succès. Oscar 7 était lancé en 1974 et Oscar 8 qui était prévu pour la fin 1977 était lancé en 1978. Ces satellites ne continuent pas tous à fonctionner, mais les deux derniers Oscar 7 et 8 continuent imperturbablement à assurer un bon et loyal service sur deux modes de trafic ouverts aux amateurs, modes que nous allons détailler maintenant :

OSCAR 6 :

Un seul mode de trafic pour les amateurs :

Fréquence d'émission vers le satellite : de 145 à 146 MHz en USB (bande latérale unique supérieure).

Fréquence de réception sur laquelle on écoute le satellite : de 29,450 MHz à 29,550 MHz en USB (donc la bande 28 à 30 MHz).

Fréquence de la balise embarquée sur le satellite : 29,450 MHz.

Les amateurs équipés pour recevoir les émissions sur 27 à 30 MHz peuvent donc écouter le trafic retransmis par Oscar 6, mais pour « entrer » dans le transpondeur du satellite, il faut émettre dans la bande 145 à 146 MHz.

OSCAR 7 :

Deux modes de trafic sont à la disposition des amateurs :

Mode A : Fréquence d'émission vers le satellite (pour y entrer) : de 145,850 MHz à 145,950 MHz en USB;
Fréquence de réception sur laquelle on écoute le satellite : de 29,400 à 29,500 MHz en USB (dans la bande amateur 28/30) ;
Fréquence de la balise embarquée sur le satellite : 29,502 MHz.

Mode B : Fréquence d'émission vers le satellite (pour y entrer) : de 432,125 MHz à 432,175 MHz en USB ;
Fréquence de réception sur laquelle on écoute le satellite : de 145,925 MHz à 145,975 MHz en LSB (bande latérale inférieure) ;
Fréquence de la balise embarquée : 145,972 MHz.

Il apparaît immédiatement que les amateurs équipés en 27 à 30 MHz à la réception, pourront parfaitement écouter le trafic émanant du satellite Oscar 7, mais seulement en mode A.

OSCAR 8 :

Là encore deux modes de trafic sont accessibles aux amateurs.

Mode A : Fréquence d'émission vers le satellite : de 145,850 MHz à 145,950 MHz en USB ;
Fréquence de réception sur laquelle on écoute le satellite : de 29,400 à 29,500 MHz en USB ;
Fréquence de la balise embarquée à bord du satellite : 29,402 MHz.

Mode J : Fréquence d'émission vers le satellite : de 145,900 à 146,000 MHz en USB ;
Fréquence de réception sur laquelle on écoute le satellite : de 435,100 à 435,200 MHz en LSB ;
Fréquence de la balise embarquée : 435,095 MHz.

Là encore, il sera facile aux amateurs équipés à la réception en 27 à 30 MHz d'écouter le mode A du satellite Oscar 8.

Quelques remarques : nous venons de mentionner les modes A, B et J. En ce qui concerne le satellite Oscar 7, il fonctionne suivant le mode A (donc accessible aux amateurs du 27/29 MHz) tous les jours impairs et suivant le mode B (réservé au trafic 145/432 MHz) les autres jours à l'exception de tous les mercredis qui sont réservés à des usages expérimentaux en dehors du trafic amateur et également réservés à la recharge intensive des batteries embarquées sur le satellite. En effet, ce sont des piles solaires qui assurent la recharge des batteries du satellite, mais les liaisons radioélectriques consomment une quantité non négligeable de courant et les batteries qui se rechargent à chaque passage dans les zones où le soleil peut éclairer les piles solaires du satellite, demandent malgré tout une recharge supplémentaire (et complémentaire) de temps à autre et chaque mercredi est consacré à cette fonction de recharge (et de repos des circuits de radio) en dehors des usages expérimentaux spécialisés.

En ce qui concerne Oscar 8, il y a également alternance des modes A et J et le mercredi est aussi le jour de non-utilisation par les amateurs (journée consacrée aux utilisations spéciales et à la recharge complémentaire des batteries du satellite).

De plus, tous les lundis, ces deux satellites fonctionnent à puissance réduite et ne disposent que d'une puissance apparente rayonnée de 10 W. Les autres jours, la puissance est plus élevée.

Il nous faut maintenant parler de l'effet Doppler. Dans la vie courante, l'effet Doppler se rencontre fréquemment : par exemple, lorsque l'on attend le passage d'un train à un passage à niveau. Le train arrive à une certaine vitesse et émet un long coup de sifflet. On entend alors le sifflement assez aigu et au moment où le train passe devant nous et commence à s'éloigner, le sifflement devient plus grave, or sa tonalité est restée la même, alors pourquoi l'avons-nous entendu avec une tonalité décroissante ? Ceci est dû à l'effet Doppler qui concerne la fréquence d'un signal reçu lorsque l'émetteur se déplace par rapport au récepteur. Si l'émetteur est immo-

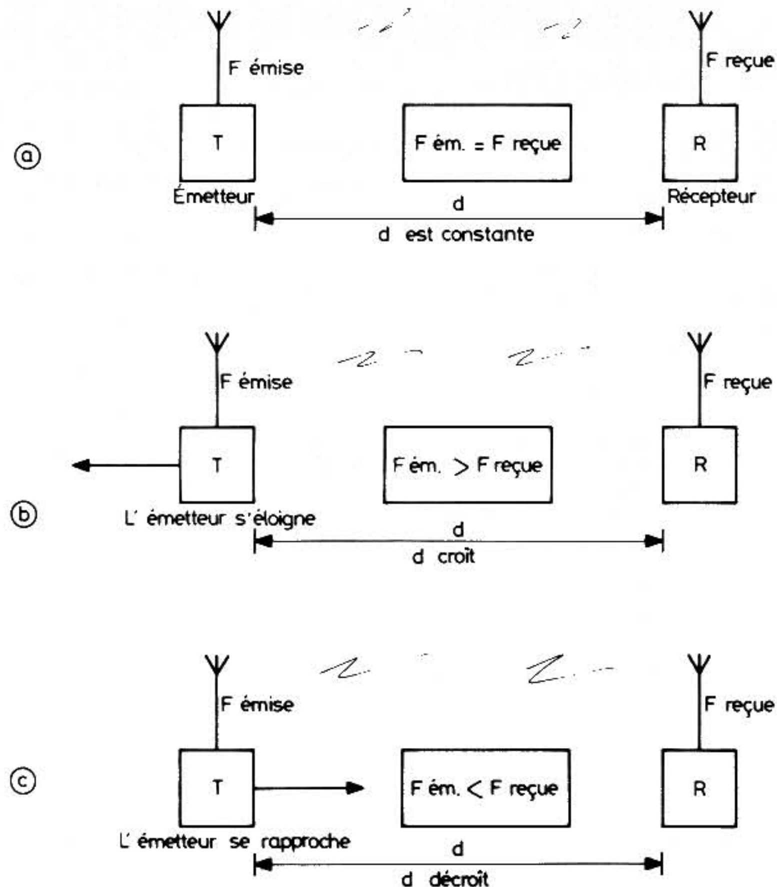


Fig. IX-1. — Effet Doppler sur la fréquence reçue.

bile par rapport au récepteur (fig. IX-1 (a)) la fréquence reçue est égale à la fréquence émise (que ce soit une émission sonore, radioélectrique, lumineuse ou autre...). Si l'émetteur s'éloigne du récepteur (fig. IX-1(b)) la fréquence reçue est inférieure à la fréquence émise (dans le cas du train qui s'éloigne, le sifflement apparaît plus grave qu'il ne l'est en réalité). Si l'émetteur se rapproche du récepteur (fig. IX-1 (c)), la fréquence reçue est plus élevée que la fréquence émise (dans le cas du train qui se rapproche, le sifflement apparaît plus aigu qu'il ne l'est en réalité). Cet exemple est particulièrement courant dans la vie de tous les jours et il est facile de le vérifier à l'oreille, mais il s'applique tout autant avec des sources lumineuses et cet effet Doppler permet de calculer le mouvement et la vitesse des étoiles par rapport à la terre

en mesurant la fréquence de leur lumière émise et de faire le calcul de différence par rapport à la fréquence exacte de l'émission lumineuse. Suivant le sens de cette différence et suivant son amplitude on déduit la vitesse et le sens du déplacement de l'étoile en question. Autre application radioélectrique : les radars de la police qui permettent de déterminer avec précision la vitesse d'un véhicule ; dans ce cas, le radar est fixe et émet une onde radioélectrique dans la bande des 10 GHz (c'est-à-dire 10 millions de kHz). Le signal issu du radar se réfléchit sur la voiture qui arrive (ou qui s'éloigne) et revient au radar dans lequel un circuit de différenciation compare les deux fréquences d'émission (fixe et connue avec précision) et de réception d'autant plus décalée que le véhicule réflecteur va plus vite. Un circuit de mesure affiche automatiquement la vitesse du véhicule à partir de cette différence de fréquence et la suite est connue !

En toute rigueur, lorsqu'un auto-radio est accordé sur une certaine longueur d'onde à l'arrêt (par exemple sur Paris-Inter en GO) et lorsque le véhicule est en mouvement, l'accord devrait être légèrement décalé et plus la vitesse du véhicule serait élevée et plus grand serait le déréglage du récepteur. Ceci est vrai, mais comme dans le cas d'une émission radio (que ce soit en GO ou sur toute autre gamme d'ondes), le signal reçu a une vitesse propre de 300 000 km à la seconde, la vitesse du véhicule (de l'ordre de 33 mètres par seconde à 120 km/h) est tout à fait négligeable par rapport à la vitesse des signaux radioélectriques, le déréglage du récepteur est absolument imperceptible (peut-être quelques Hz) il n'y a donc pas à retoucher l'accord du récepteur en pratique. Par contre, en télévision sur véhicule, l'effet Doppler est sensible sur les signaux de synchronisation image. Si l'on règle la synchro image à l'arrêt, lorsque le véhicule roule plus ou moins vite, on voit l'image décrocher car le balayage synchro image n'est plus correctement accordé. Si le véhicule roule à 60 km/h et si l'on règle la synchro image à cette allure, lorsque le véhicule ralentit, l'image a tendance à décrocher et à monter. Tandis que lorsque le véhicule accélère, l'image a tendance à décrocher en sens inverse et à descendre. Mais dans le cas des satellites artificiels qui nous intéressent, la vitesse du satellite est très grande (plusieurs dizaines de milliers de km/h) et n'est plus du tout négligeable devant la vitesse des ondes radioélectriques. Aussi, l'effet Doppler se fait sentir d'une façon appréciable et nous allons donner quelques chiffres : sur la bande 29 MHz qui est concernée par cet ouvrage, l'écart de fréquences extrêmes est d'environ ± 3 kHz, ce qui revient à dire que la balise d'Oscar 7 qui émet sur 29,502 mHz pourra être reçue entre 29,499 MHz à 29,505 MHz suivant les orbites et suivant les mouvements et les positions relatives du satellite et de la station qui l'écoute. De même, la balise d'Oscar 8 qui émet sur 29,402 MHz sera reçue entre 29,399 MHz et 29,405 MHz suivant les mouvements du satellite. Mais cet effet Doppler qui entraîne un décalage apparent de 3 kHz au maximum sur la bande 29 MHz, entraîne un décalage apparent plus élevé sur la bande 145 MHz, décalage qui est de ± 7 kHz et la balise émettant sur 145,972 MHz sera reçue entre 145,965 MHz et 145,979 MHz. Sur la bande 435 MHz cet effet Doppler entraîne un décalage de ± 20 kHz, ce qui est important et dont on doit impérativement tenir compte à l'émission pour entrer dans le satellite car il y a translation de la bande de fréquence dans un sens ou dans l'autre suivant l'importance de l'effet Doppler, importance qui varie sans cesse puisque le satellite se déplace très rapidement par rapport aux stations au sol et c'est la raison pour laquelle, la balise embarquée est des plus utiles car en l'écoutant attentivement on peut en déduire plusieurs paramètres fondamentaux :

1° Si l'on entend la balise, c'est que le satellite est accessible et il est possible de le repérer avec précision en recherchant le meilleur signal à l'écoute de la balise.

2° En repérant la fréquence sur laquelle on reçoit la balise, on en déduit l'importance de l'effet Doppler et par voie de conséquence on peut décaler plus ou moins la plage d'émission dans un sens ou dans l'autre.

3° En se recalant toutes les 3 ou 4 mn sur la balise, on compense l'effet Doppler (qui varie continuellement, mais toujours dans le même sens, pour une orbite et un passage donnés) et on recale par petites touches la fréquence de son émetteur.

4° Lorsque la balise commence à disparaître dans le bruit de fond, cela signifie que le satellite sort du cône d'accessibilité et ce n'est plus la peine d'essayer d'y entrer, il suffit d'attendre la prochaine orbite, et le prochain passage (une heure et demi plus tard environ).

5° La recherche de la balise est en quelque sorte le fil conducteur qui permet d'accéder au satellite.

La courbe de la figure IX-2 montre l'importance de l'effet Doppler en fonction de la fréquence du trafic.

Comme ces différents satellites parcourent de nombreuses orbites qui sont très variées, il est généralement nécessaire de disposer d'antennes à gain (des antennes Yagi généralement) qui peuvent être dirigées en azimuth et en élévation (fig. IX-3)

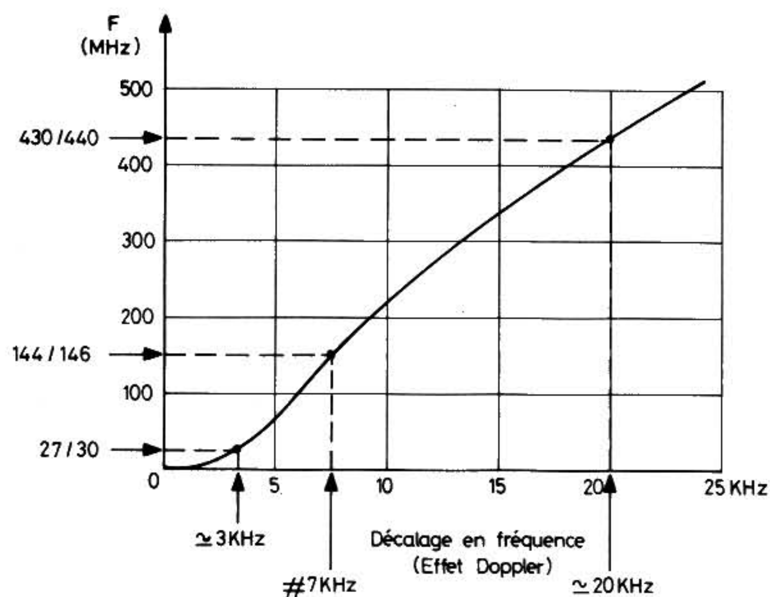


Fig. IX-2. — Décalage en fréquence dû à l'effet Doppler.

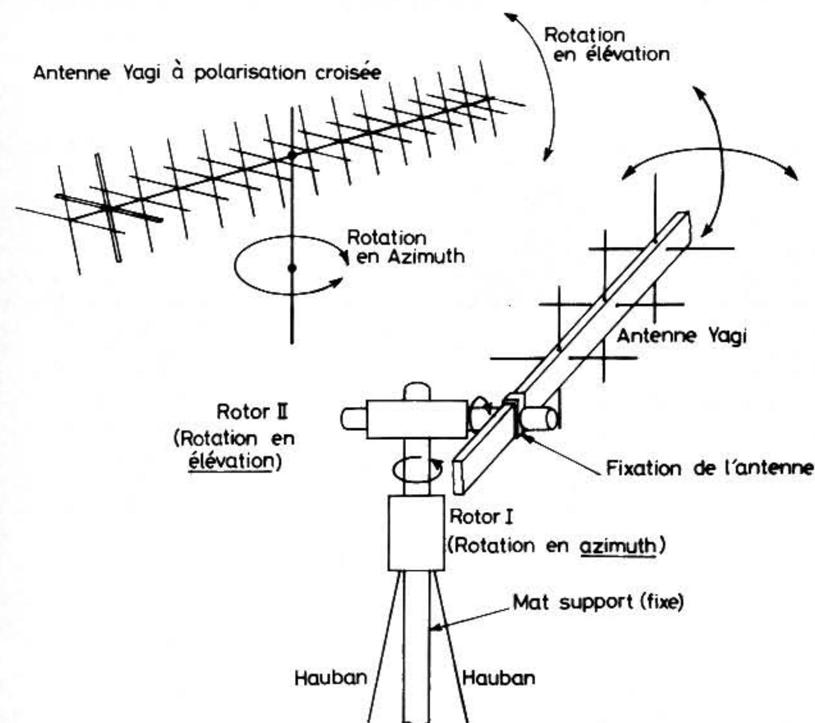


Fig. IX-3. — Système d'antennes Yagi de poursuite de satellite.

afin de suivre le ou les satellites dans leurs pérégrinations. Les résultats obtenus justifient ces installations d'antennes rotatives, car s'il est possible d'utiliser des antennes fixes, on se limite aux cas où les satellites passent pratiquement à la verticale de la station, ce qui est tout de même plus rare et la durée d'utilisation est elle aussi plus réduite (quelques minutes seulement) alors que cette durée peut atteindre dans le meilleur des cas environ 25 mn pour un seul passage, mais pour utiliser le satellite durant 25 mn consécutives, il est nécessaire d'y accéder dès qu'il apparaît à l'horizon, de s'y maintenir pendant ces 25 mn et de ne le laisser s'échapper qu'au moment où il « plonge » à nouveau à l'horizon mais à l'opposé, mais durant toute cette poursuite, les antennes ont dû le suivre régulièrement.

Pour faciliter la recherche de ces satellites, il est édité chaque mois des listes de passages avec la date, l'heure GMT, le numéro de l'orbite et la longitude à laquelle il passe l'équateur et à quelle heure, muni de ces résultats, il est facile de déterminer, au moyen d'une sorte de règle à calcul transparente montée sur une planisphère simplifiée (fig. IX-4) : la durée du passage (entre 0 et 25 mn), la direction exacte où

l'on doit pointer les antennes pour recevoir la balise du satellite dès son passage au-dessus de l'horizon, et l'heure précise à laquelle il sera le plus proche de la station (et dans quelle direction) éventuellement à la verticale, et si celà est le cas, à quelle heure précise.

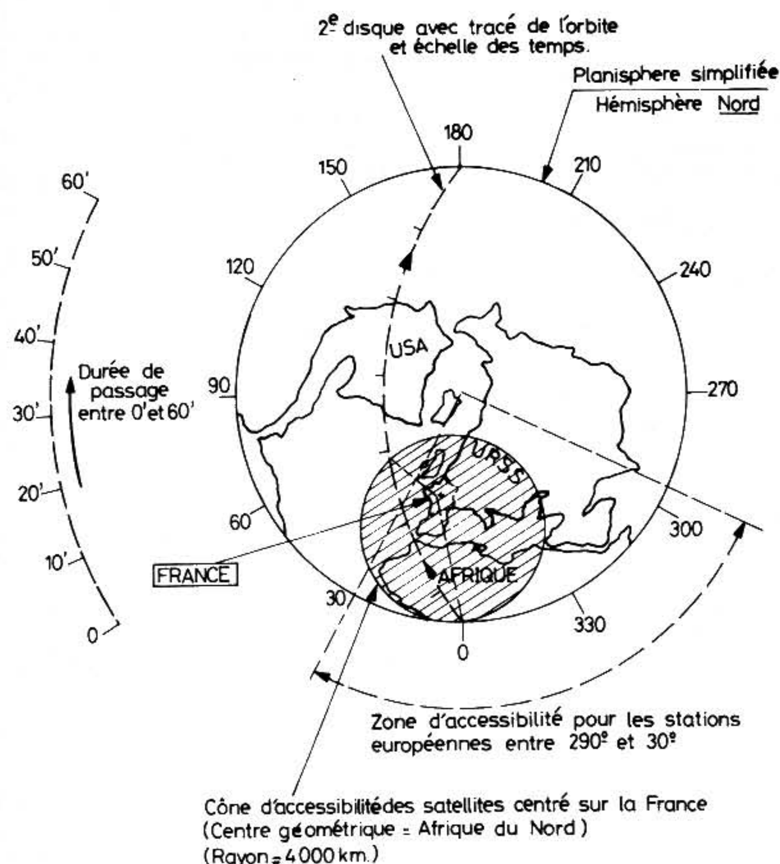


Fig. IX-4.

EXEMPLE : Dans le cas de l'orbite représentée ici (elle coupe l'équateur à 325°), la durée de passage et d'accessibilité sera de 25 minutes environ. Les antennes saisiront le satellite plein sud et le suivront du sud vers l'ouest et remonteront vers le sud-ouest pour le perdre au nord.

Voici un exemple de liste de passage prévu mois par mois et publié par les revues s'intéressant aux ondes courtes :

OSCAR 7 : Prévisions de passage pour le mois de février 1980

Jour	GMT	Pas. Equat.	N° Orb
01	04 31	129,4	19 274
	06 26	158,1	19 275
	08 21	186,9	19 276
	10 16	215,6	19 277
	12 11	244,4	19 278
	14 06	273,1	19 279
	16 01	301,8	19 280
	17 56	330,6	19 281
	19 51	359,3	19 282
	21 46	28,1	19 283
02	05 25	143,0	19 287
			etc.

Ce fragment de liste est donné ici à titre indicatif, mais celà montre que :

a) en une journée (le 1er février 1980 en l'occurence) il y a dix orbites utilisables par les amateurs : les orbites N° 19 274 à 19 283 incluse et durant trois orbites (N° 19 284, 19 285 et 19 286) le satellite est muet (rechargement des batteries ou utilisations spéciales).

b) Chaque orbite dure une heure et 55 minutes.

c) Le décalage d'une orbite par rapport à la précédente est de 28,7 ° ce qui permet de couvrir le monde entier, et si certaines orbites sont très favorables à l'Europe, elles ne le seront pas pour l'Asie, mais par contre trois ou quatre orbites plus tard, ce sera des orbites favorables à l'Asie et très défavorables à l'Europe... etc.

d) Pour une station située en France, et pour pouvoir accéder à Oscar 7 ou 8, il faut que les orbites soient telles que le passage à l'équateur soit situé entre : 290° et 30°, mais dans un sens tel que la progression soit la suivante : 290°, 300°, 310°, 320°, 330°, 340°, 350°, 360°, 10°, 20°, et 30°. Dans le sens contraire, ce sera la zone de silence (pour les stations européennes du moins).

Quelques autres remarques : le trafic via satellite se fait en BLU et en télégraphie ou en RTTY, mais pas en FM. Par contre, on verra plus loin, lorsque nous parlerons des relais et des répéteurs, que le trafic amateur via relais se fait exclusivement en FM. Les satellites sont équipés de transpondeurs qui acceptent la BLU, la CW et la RTTY mais pas la FM. On verra également la différence fondamentale qui existe entre les transpondeurs et les répéteurs.

Nous avons longuement parlé de l'utilisation des satellites américains Oscar, car ils sont les plus connus et ce sont les premiers qui ont été laissés à la libre utilisation des amateurs, mais il en est d'autres, plus récents qui ont été réalisés et lancés par les soviétiques et qui sont utilisables également par les amateurs du monde entier.

Ils fonctionnent sur les mêmes bandes de fréquences et possèdent également un mode A (avec l'écoute sur le 29 MHz) et un mode B ou J utilisable en 145/432 MHz et ceci en BLU, CW ou RTTY. La fréquence des balises sont très légèrement décalées par rapport aux autres balises américaines, pour ne pas les confondre, mais les fréquences sont peu différentes.

A noter que pour identifier chaque balise, celle-ci émet en télégraphie son propre indicatif inlassablement. Cela permet de la reconnaître. Et sans vouloir être chauvins, il ne faut pas oublier que les années 80 verront deux satellites français réalisés par des amateurs et lancés par la fusée européenne Ariane et qui viendront compléter les très larges possibilités offertes au grand public et aux amateurs de pouvoir trafiquer avec le monde en utilisant un satellite artificiel. De la sorte, il sera possible d'utiliser alternativement l'un ou l'autre de ces six ou sept satellites de telle sorte que lorsque l'un d'eux sera en dehors de la zone d'accessibilité, ce sera un autre que l'on utilisera pendant une vingtaine de minutes, pour l'abandonner à son tour et en choisir un nouveau... etc. Ce trafic qui est passionnant est également très efficace car il permet de contacter des stations situées très loin et qui ne seraient pas du tout accessibles sans ces relais placés très hauts dans le ciel ! Les satellites artificiels tels qu'Oscar poursuivent des orbites situées à plus de 1 500 km d'altitude et constituent bien évidemment des relais privilégiés (fig. IX-5) ; puisqu'il est question de relais, il nous faut donner quelques définitions afin de lever tout doute possible quant aux termes de relais, répéteurs et transpondeurs. Les définitions que nous pouvons en donner sont les suivantes :

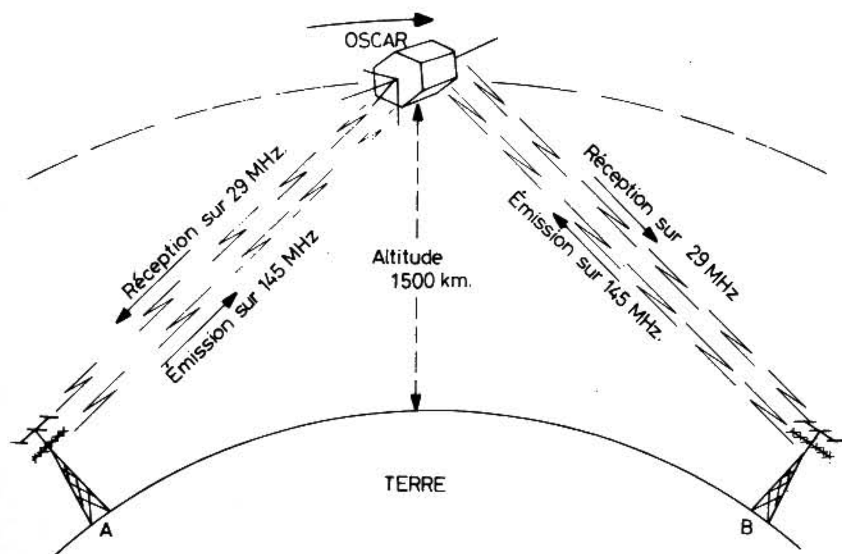


Fig. IX-5. — Les stations A et B ne peuvent pas se contacter en direct. Elles peuvent converser via satellite.

Répéteurs

Un *répéteur* est un appareil qui retransmet avec une certaine puissance les signaux qu'il reçoit, même faibles. Placé généralement sur un point haut et bien dégagé, un répéteur permettra d'élargir la zone d'action d'une station au sol, quelle soit fixe, mobile ou portative.

Relais

Un *relais* est généralement un petit bâtiment ou un local, placé sur un point haut et qui abrite une installation comprenant un répéteur avec ses alimentations, ses antennes et tous ses circuits annexes.

On peut dire que le relais est l'ensemble de l'installation permettant au répéteur qui en est l'organe principal de fonctionner avec les meilleures performances. Les mots répéteurs et relais sont bien souvent employés l'un à la place de l'autre et vice-versa !

Les répéteurs fonctionnent dans la plupart des cas en VHF ou en UHF et travaillent en FM et jamais en AM ou en BLU. Les répéteurs sont donc très utilisés pour des réseaux VHF FM ou UHF FM pour permettre à des stations fixes, mobiles ou portatives de converser entre elles, alors qu'elles sont trop loin les unes des autres ou trop mal dégagées pour pouvoir établir le contact en direct. A notre connaissance il n'existe pas de répéteurs en 27 MHz, et techniquement celà n'aurait rien d'impossible, mais la réglementation doit, en principe s'y opposer. Le principe de base en est le suivant (fig. IX-6) : un répéteur est installé sur un point haut en R. Il est, par exemple à une altitude de 250 m au-dessus du niveau de la mer ou davantage, son récepteur est calé sur une fréquence F_2 et son émetteur transmet sur une fréquence

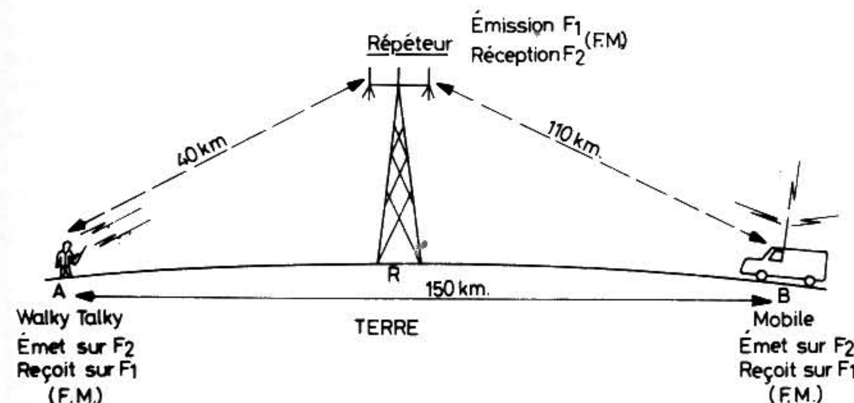


Fig. IX-6. — Fonctionnement d'un réseau à répéteur.

F_1. Toute émission reçue sur F_2 est retransmise automatiquement sur F_1 et son émetteur dispose d'une puissance de 50 W, par exemple. Il est muni d'antennes omnidirectionnelles lui donnant un certain gain de telle sorte que la puissance apparente rayonnée soit de 1 kW (ces chiffres ne sont donnés quà titre d'exemple, rappelons-le) ; si un piéton A est muni d'un talkie-walkie émettant sur la fréquence F_2, il sera reçu par le récepteur du répéteur qui retransmettra à toute sa zone de couverture (120 à 150 km de rayon, voire plus) ce qu'il recevra en provenance de A, même si A n'émet qu'avec 2 ou 3 W, pourvu qu'il puisse être reçu par le répéteur, qui étant bien dégagé, est placé dans les meilleures conditions possibles pour le recevoir correctement. Le mobile B qui peut être à 110 km du répéteur reçoit la fréquence du répéteur soit F_1 et entend par là même l'émission provenant de A qui se trouve à plus de 150 km de lui et s'il veut lui répondre, émettra sur la fréquence d'entrée du répéteur, F_2, sera reçu par celui-ci qui retransmettra sur F_1 le message du mobile, message qui sera reçu par A. S'il n'y avait pas de répéteur, il serait impossible pour A de converser avec le mobile, compte tenu des distances et du mauvais dégagement de A et du mobile, mais avec le répéteur, la conversation est possible dans des conditions excellentes. La seule chose à respecter est que les stations A et B émettent toutes les deux sur la fréquence d'entrée du répéteur, soit F_2 et reçoivent toutes les deux la fréquence de sortie du répéteur soit F_1. Pour éviter tout risque d'accrochage entre les fréquences F_1 et F_2 au niveau du répéteur, qui pourrait auto-osciller si F_1 et F_2 étaient trop voisines, on a convenu de choisir un écart de 600 kHz entre F_1 et F_2, ce qui est la norme internationale, mais en Europe, on a décidé que la fréquence d'émission du répéteur serait 600 kHz plus haut que sa fréquence de réception, alors qu'aux U.S.A. c'est le contraire et la fréquence d'émission du répéteur est 600 kHz plus bas que la fréquence de réception. Ce genre de répéteurs est de plus en plus utilisé par les amateurs sur les bandes 145 MHz en FM et 432 MHz (en FM), mais pas sur le 27 MHz, ni sur le 28 MHz à notre connaissance. Les répéteurs fonctionnent donc en FM et sur une fréquence fixe à l'entrée et sur une autre fréquence fixe à la sortie, à la différence des transpondeurs qui fonctionnent en BLU, en CW et en RTTY et non plus sur une fréquence fixe, mais sur une plage de fréquence. Le gros inconvénient d'un répéteur est de ne posséder qu'un seul canal et si deux stations veulent l'utiliser en même temps en émettant toutes les deux sur la même fréquence d'entrée du répéteur elles se brouillent l'une et l'autre et le répéteur ne retransmet qu'une émission incompréhensible. Il faut donc imposer une certaine discipline aux utilisateurs des relais pour que son utilisation soit optimale. Ce n'est pas toujours le cas ! De plus, en l'absence de trafic, un relais est en veille, c'est-à-dire que son récepteur fonctionne, attendant un éventuel appel, mais son émetteur est arrêté. Si un utilisateur veut faire appel au relais, il émet un signal d'appel (qui est généralement un signal BF modulé à 1750 Hz) qui « réveille » le relais qui, recevant cet appel, met en route son émetteur qui est prêt à retransmettre le message du correspondant qui s'est ainsi signalé à son attention. Lorsque le dernier message est terminé, et après une période de l'ordre de 10 s, sans message, le relais retombe automatiquement en veille jusqu'au prochain appel. Il n'en est pas de même avec les transpondeurs.

Transpondeurs

Un *transpondeur* est un équipement qui retransmet sur une plage de fréquences ce qu'il reçoit sur une autre plage de fréquences, mais en respectant les différences de fréquences entre les différentes stations qui transmettent simultanément. Contrairement aux relais qui n'acceptent pas de trafics simultanés, sous peine de brouillages et de perturbations, les transpondeurs acceptent parfaitement de retransmettre une dizaine de stations voire d'avantage, qui trafiquent en même temps sur des fréquences voisines et à l'intérieur de la bande reçue par le transpondeur. Placé sur un point haut et bien dégagé, un transpondeur fait alors office de relais mais en ne travaillant pas en FM. Il est donc très facile de transmettre simultanément de la BLU, de la CW et de la RTTY vers un transpondeur qui le retransmet intégralement sur une autre bande de fréquence. Les transpondeurs les plus employés sont ceux qui ont été installés sur les satellites artificiels tels que Oscar 7 et 8 et qui reçoivent (en mode A) la bande 145,850 à 145,950 MHz (soit une bande de 100 kHz sur laquelle peuvent se trouver simultanément jusqu'à 25 ou 30 stations qui trafiquent en même temps) et la retransmettent sur la bande 29,400 à 29,500 MHz (soit encore une bande de 100 kHz où se retrouvent les stations reçues sur 145 MHz avec des espacements qui ont été conservés. Le principe reste le même en mode B ou J et le transfert de bandes s'effectue entre la bande 432 MHz et la bande 145 MHz en conservant là encore les espacements. Tout comme pour les relais, il n'existe pas à notre connaissance de transpondeurs sur 27 MHz, mais sur le plan technique il n'y aurait pas de gros problème pour en réaliser ; par contre, l'écoute sur 29 MHz des transpondeurs des véhicules spatiaux est des plus passionnante !

Ballons-sondes

Tout aussi intéressante est l'écoute du trafic associé aux *Ballons-Sondes*. Indépendamment des ballons-sondes envoyés dans l'atmosphère par les services officiels (tels que la Météorologie Nationale ou l'Armée) il y a chaque année des amateurs qui lancent des ballons-sondes équipés de répéteurs et de transpondeurs fonctionnant la plupart du temps sur 144 MHz et sur 432 MHz, mais rien n'interdit d'en réaliser et d'en lancer soit de plus petits sur 27 MHz soit de plus gros sur 28 MHz (avec un indicatif bien sûr !). Une petite balise est habituellement placée dans la sonde afin de permettre une localisation plus facile de l'ensemble après sa retombée au sol, et c'est alors une « chasse au renard » qui permet d'associer les joies du cross-country ou plus simplement de la marche à pied en pleine nature, à celles de la radiogoniométrie sportive. A titre indicatif nous signalons à tous ceux qui voudraient lancer de tels ballons-sondes qu'il feur faut l'accord des autorités aériennes (danger pour les avions) et qu'il est impératif de munir la sonde d'un répondeur radar (passif).

Balises radioélectriques

Les *balises* sont aussi des équipements très intéressants, car en dehors des applications que nous avons citées lors des premiers chapitres de cet ouvrage consacrés à la mise au point des récepteurs, les balises permettent de réaliser de passionnantes études sur les antennes, sur les variations de la propagation et pour mieux les distinguer les unes des autres, les balises se différencient non seulement par des fréquences qui les caractérisent individuellement, mais encore par un indicatif passé en télégraphie, par une petite musique enregistrée ou par une simple note musicale qui permettent de les mieux distinguer et de les reconnaître plus facilement. Elles existent sur 29 MHz (également sur la bande 28 MHz : il y en a un certain nombre, tant en France qu'à l'étranger) mais aussi sur 144 et sur 432 MHz. Voici quelques fréquences :

Balise sur : 144,002 MHz à Lannion
145,960 MHz au Ballon d'Alsace
144,500 MHz en Angleterre
144,130 MHz d°
145,900 MHz en Allemagne
145,980 MHz d°
144,005 MHz en Autriche...

Le « Meteor-Scatter »

Enfin nous voudrions dire quelques mots sur le Trafic M.S. qui sont les initiales de *Meteor Scatter ;* celà signifie un trafic qui utilise des réflexions sur des météores.

Le cosmos, dans lequel règne une pression gazeuse très basse, est rempli de corps divers, de taille et de poids variables. Ces corps sont rencontrés par la terre (ou traversent son atmosphère) sur sa trajectoire autour du soleil. Lorsque ces corps pénètrent dans l'atmosphère terrestre, ils s'échauffent par frottement et les gaz s'ionisent. Ces trainées ionisées ont la particularité de réfléchir les ondes très courtes (les VHF en particulier), d'où la possibilité pour des amateurs de s'en servir comme réflecteurs qui sont placés très haut dans le ciel. Ce sont en quelque sorte des relais mobiles et passifs très bien dégagés qui permettent de réaliser de très beaux contacts à des distances considérables, mais les passages des météorites étant passablement imprévisibles, il ne faut pas compter sur leur passage à des heures déterminées. C'est la surprise lorsqu'ils se présentent et celà ne dure que quelques minutes, mais quelle efficacité !

CHAPITRE X

LES ANTENNES

Ce chapitre consacré aux antennes utilisables dans la bande 27 à 30 MHz, décrira successivement les antennes réservées en priorité aux équipements portatifs (talkies-walkies ou télécommandes) puis aux matériels mobiles (radiotéléphones et autres) et enfin aux stations fixes. Nous parlerons également d'antennes spécialisées et nous dirons quelques mots des procédés et moyens de réglage concernant les antennes afin d'en tirer un maximum d'efficacité.

Les antennes pour appareils portatifs

L'antenne de base utilisée sur tout appareil portatif (de radio-communication ou de télécommande) est le quart d'onde. Que ce soit en HF, en VHF ou en UHF, ce sera pratiquement toujours une antenne quart d'onde qui sera à l'origine de l'aérien réellement utilisé, mais, si en UHF un quart d'onde ne mesure que 17,5 cm pour la bande 432 MHz et si en VHF un quart d'onde mesure environ 52 cm pour la bande 144 MHz, ce qui permet d'obtenir des antennes de petites dimensions disposées à la partie supérieure du coffret (fig. X-1), il n'en est plus de même en 27 MHz où le quart d'onde mesure 2,75 mètres et si l'on montait une telle antenne sur un talkie-walkie 27 MHz, ce ne serait guère maniable et de toute façon bien encombrant ! L'avantage du quart d'onde est de très bien fonctionner et d'être attaqué à sa base sous une impédance de 50 Ω. L'antenne quart d'onde sert en outre de référence quant au gain donné par telle ou telle antenne. Par exemple, l'antenne 5/8 d'onde offre un gain de 3 dB par rapport au quart d'onde et de même telle antenne Yagi apporte un gain de 12 dB par rapport au quart d'onde. Si l'antenne quart d'onde est très utilisée en VHF et en UHF en raison de sa taille raisonnable (sur ces fréquences élevées), il n'en est plus de même en 27 MHz où ses dimensions la rendent très incommode. On a alors recours à un artifice qui permet de réduire sa longueur tout en conservant à peu de choses près ses performances. On réduira donc sa longueur mais pour compenser cette diminution du brin rayonnant, on placera une bobine, soit à la base (fig. X-2 (a)) soit au milieu du brin vertical que l'on appelle « fouet », (fig. X-2 (b)).

Des exemples d'antennes quart d'onde pour appareils portatifs fonctionnant sur 27 MHz avec self de compensation placée à la base offerts sur le marché, seront : le modèle IMP de chez Hy-Gain, le modèle RA308 de chez Allgon et le modèle Flex de BST.

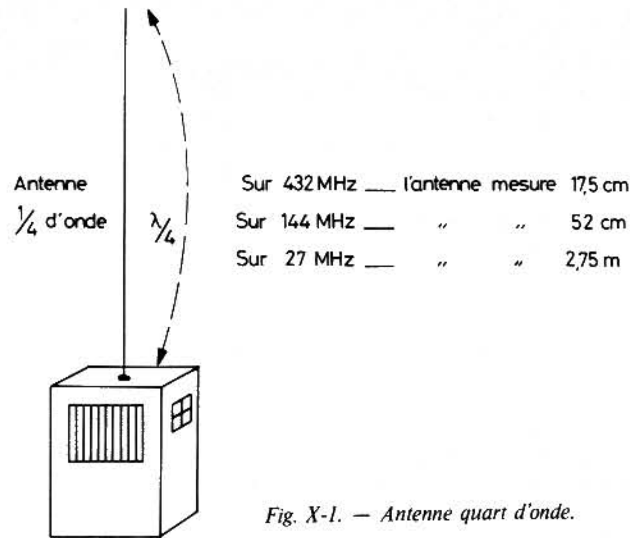


Fig. X-1. — Antenne quart d'onde.

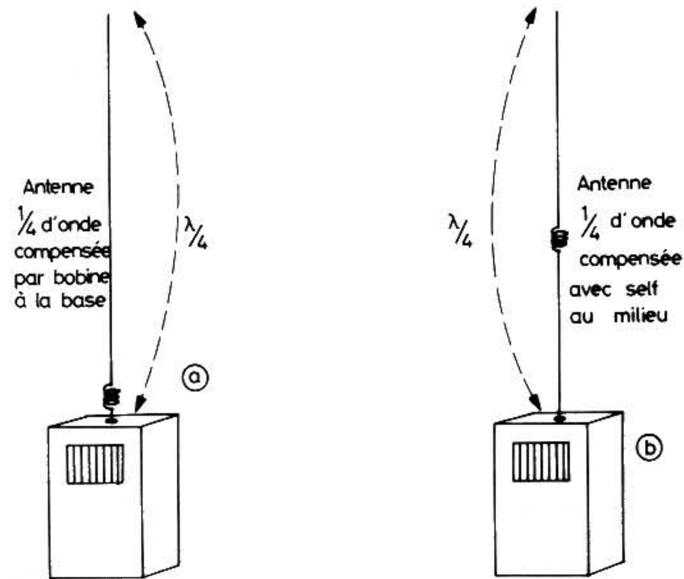


Fig. X-2. — Antennes quart d'onde 27 MHz compensées.

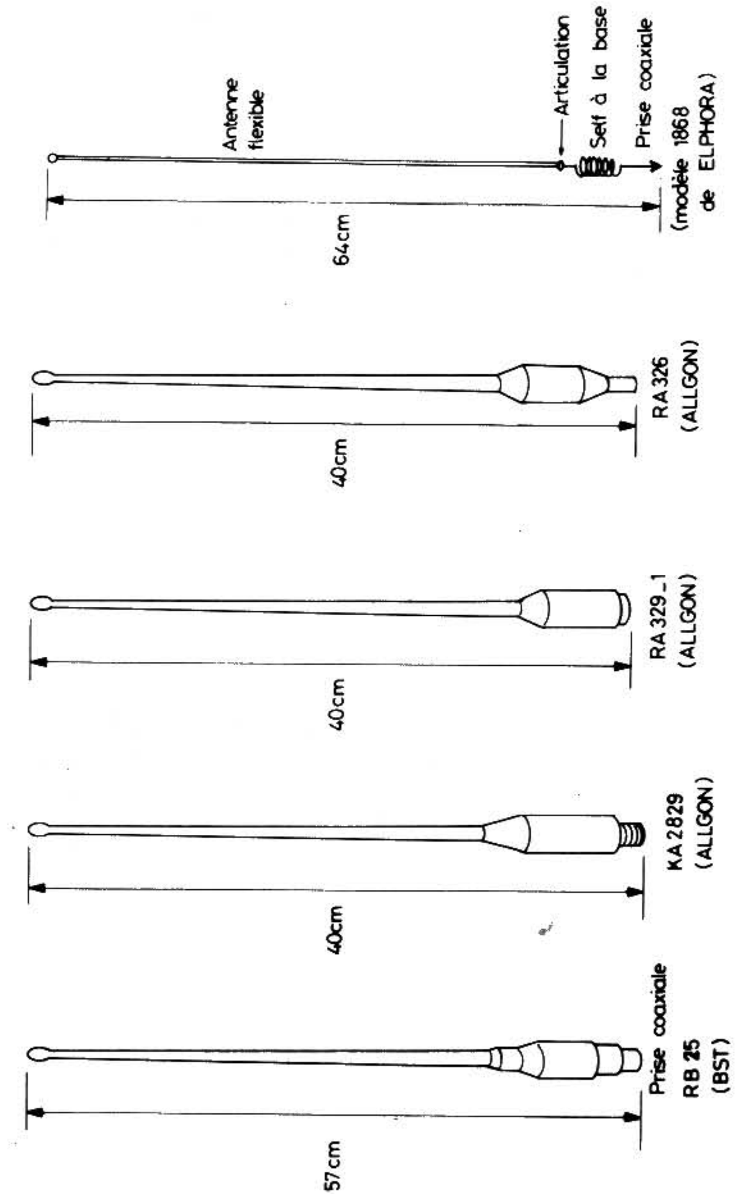


Fig. X-3. — Antennes 27 MHz raccourcies et enrobées caoutchouc/plastique.

Par contre, les exemples d'antennes quart d'onde 27 MHz avec self de compensation placée à mi-hauteur du brin rayonnant, sont beaucoup plus nombreux, à savoir : l'antenne TMA27 de BST, le modèle Hellcat 9 de Hy-Gain, la RA307 de Allgon, la RA312 et la RA313 de Allgon, la RA336 et la MA450 toujours de Allgon. La KA2813, tout comme la MA150 peuvent être montées, soit sur véhicule, bateau ou sur un coffret manœuvré à la main. Il y a également de nombreuses autres antennes destinées aux mobiles, dont l'élément rayonnant est constitué d'un fouet vertical, séparé à mi-hauteur par une bobine, antennes que nous verrons dans le paragraphe consacré aux antennes mobiles, mais ces dernières peuvent très bien être séparées de leur support articulé et montées sur un coffret quelconque pour faire office d'antenne portative.

Il est encore possible de réduire l'encombrement de ces antennes, même munies d'une bobine. Pour ce faire, différentes solutions pourront être adoptées et suivant les constructeurs, on verra des antennes raccourcies et enrobées dans un mélange caoutchouté ou plastifié dans lequel on aura placé une combinaison de bobines et d'éléments verticaux rayonnants (fig. X-3). Ces antennes qui ont fait beaucoup d'adeptes se rencontrent de plus en plus et leur encombrement tend à décroître alors que leurs performances tendent au contraire à s'améliorer. Ce sera le cas des modèles RB25 de BST, KA2829 de Allgon, RA329-1 et RA326 de Allgon, dont la longueur est de 40 cm hors tout pour la plupart d'entre elles et de 57 cm pour d'autres, telle la RB25 de BST. Mais il faut signaler l'existence d'antennes raccourcies réalisées à partir d'une lame métallique souple (un peu à la manière d'une lame de scie à métaux, mais en plus souple, servant de brin vertical rayonnant, monté à la partie supérieure d'une bobine de compensation, dont la partie inférieure reçoit une prise coaxiale destinée à fixer l'antenne au poste. C'est, entre autres, le cas du modèle 1868 de Elphora.

Toutes ces antennes sont prévues pour fonctionner sur la bande 27 MHz.

Les antennes pour stations mobiles

Là encore, ce sera l'antenne quart d'onde qui servira de référence, mais comme une antenne de 2,75 mètres est un peu haute pour être montée sur un véhicule, il existe des modèles raccourcis. Mais pour ceux qui voudraient à tout prix monter un véritable quart d'onde sur leur véhicule ou sur leur bateau (dans ce cas la longueur est moins gênante), certains fabricants proposent des modèles d'antennes quart-d'onde pour la bande 27 MHz, tels que : l'antenne Hellcat 1, 4, 7, 8 et 9 de Hy-Gain où l'embase peut recevoir une bobine de compensation destinée à l'utilisation de fouet de longueur réduite par rapport aux 2,75 mètres du quart d'onde traditionnel. L'antenne ASP-3BL de AS, le modèle nº 1010 de CAS, le modèle RA302 de Allgon qui peut être monté sur une embase articulée pour une utilisation sur véhicule, et enfin les quarts d'onde réalisés en fibre de verre et montés sur une rotule (modèle CB10-2A de BST) et que de nombreux fabricants proposent, tels que Lerc, etc.

Ces antennes sont très encombrantes et leur emploi ne se justifie pleinement que sur des bateaux où leur longueur n'est pas un handicap.

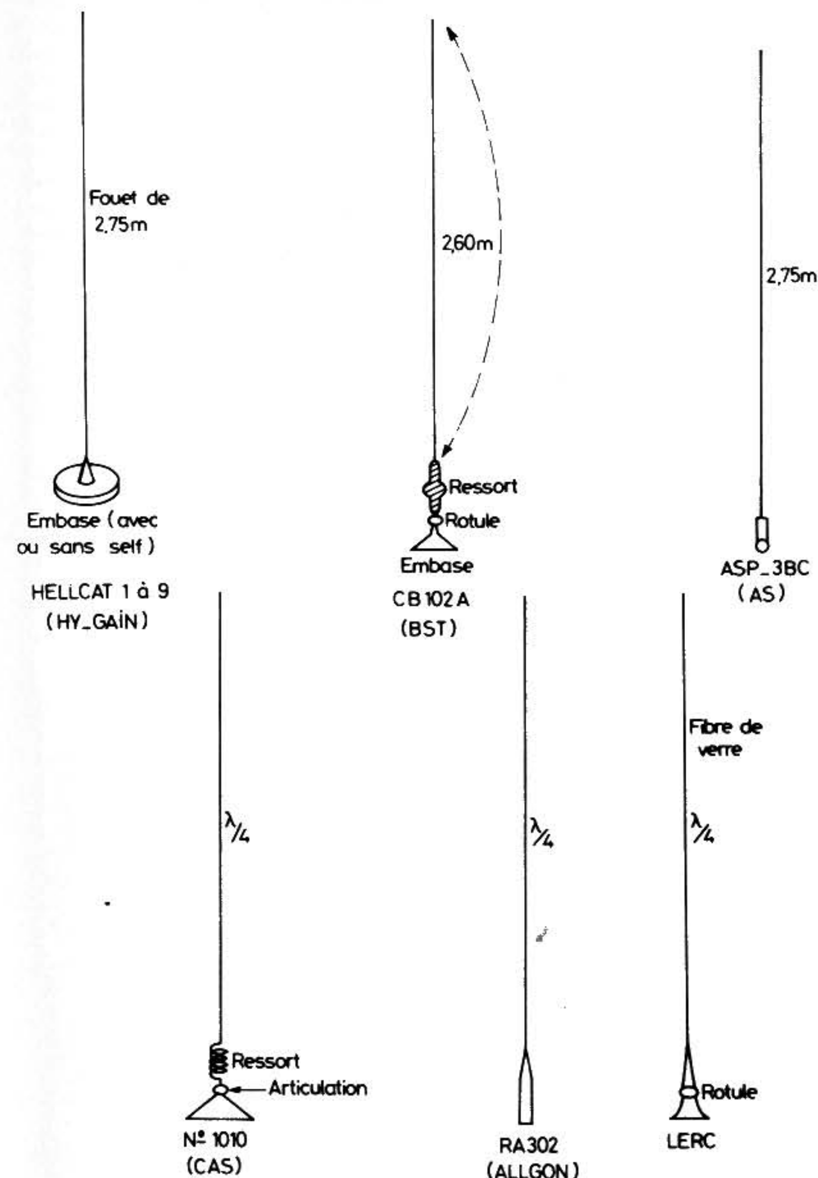


Fig. X-4. — Antennes mobiles 27 MHz quart d'onde sans compensation.

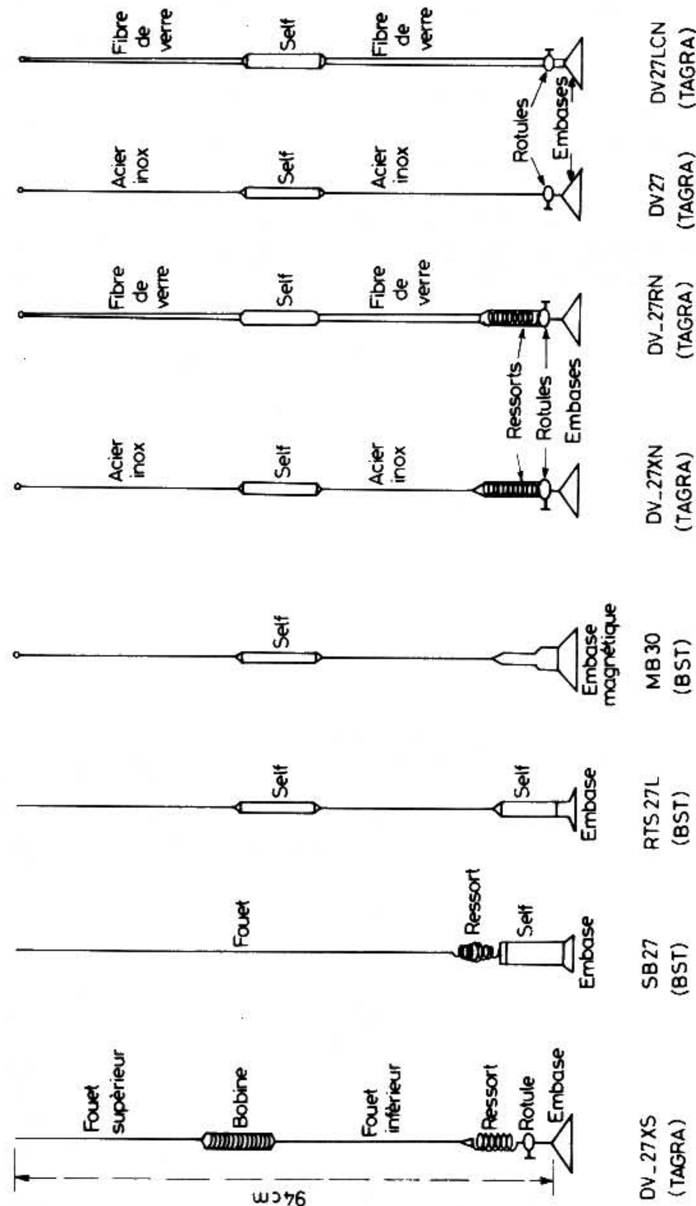


Fig. X-5. — Antennes mobiles 27 MHz quart d'onde à bobine de compensation.

On leur préfère généralement des antennes quart d'onde à bobine de compensation, tout comme les postes portatifs. Ces antennes (fig. X-5) destinées aux mobiles existent un peu partout et de très nombreux modèles sont offerts à la clientèle, nous ne citerons que : l'antenne DV-27XS de Tagra, dont la longueur est de 94 cm ; le modèle SB27 de BST, qui comporte une self à la base, suivie d'un ressort et du brin vertical ; le modèle RTS27L à self à la base et à mi-hauteur ; le modèle MB30 de BST qui est un brin vertical coupé à mi-hauteur par une bobine, le tout étant monté sur une fixation par embase magnétique ; le modèle DV-27XN de Tagra avec self au centre et rotule à la base. Le brin vertical est en acier inox et self à mi-hauteur, mais pas de ressort à la base) et DV-27 LCN (toujours de Tagra) avec un brin en fibre de verre, une self à la moitié du brin rayonnant et pas de ressort à la base, se retrouvent chez bon nombre de constructeurs et d'importateurs. Citons encore les modèles : KA2812 et RA336 de Allgon, MA450 (plutôt pour les bateaux) de Allgon, ASP268, 341 et ASP441 ainsi que les modèles ASP591, 631, 632 et 633 de AS, etc.

Nombreux sont donc les modèles d'antennes quart d'onde à self de compensation, mais plus rares sont les antennes demi-onde avec ou sans self de compensation. Nous pouvons citer : le modèle DV27HN de Tagra qui est en fibre de verre, mais sans bobine de compensation, le modèle ASP720 de chez AS, le modèle ASP593 et le modèle ASP748 de AS et qui sont du type téléscopique pour gros véhicules américains !

Après avoir vu les quarts d'onde et les demi-ondes, voyons maintenant les antennes 5/8 d'onde. Elles se présentent comme le montre la figure X-6, mais si on les utilise beaucoup sur VHF (145 MHz) et sur UHF (430 MHz) car elles apportent un gain très appréciable de 3 dB par rapport au quart d'onde, on les rencontre peu sur la bande 27 MHz en raison de leur encombrement ! Le brin vertical est réalisé soit

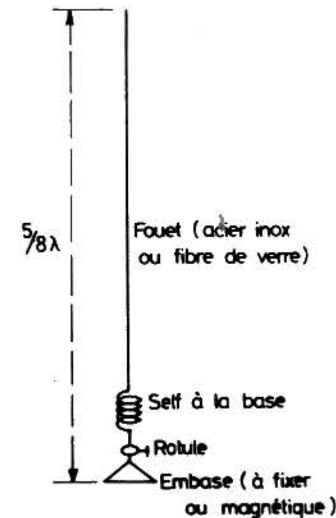


Fig. X-6. — Antenne 5/8 λ pour mobiles.

en acier inox, soit en fibre de verre et il est placé au-dessus d'une bobine de quelques grosses spires (diamètre 4 cm) qui font également office de ressort. Une rotule reliant l'ensemble à l'embase de fixation complète cette antenne très répandue chez les utilisateurs de radio-téléphones VHF et UHF et chez les radio-amateurs car elles fonctionnent à merveille sur 145 MHz et sur 430 MHz. Ces antennes peuvent également se rencontrer montées sur des embases magnétiques qui évitent tout perçage de la carosserie et qui permettent une utilisation temporaire tout en laissant la possibilité de déplacer comme bon nous semble l'antenne sur la voiture afin de rechercher le meilleur endroit, ce qui est difficile à obtenir si l'on doit percer la tôle pour fixer l'antenne ! .

En dehors de ces antennes qui sont traditionnellement montées sur véhicules pour équiper les stations mobiles, il existe d'autres types d'antennes offrant un gain plus important et que l'on destine plus particulièrement aux stations fixes, mais que certains utilisent malgré tout en mobile : ce sont les antennes coaxiales, les antennes colinéaires, les antennes Ringo, etc., que l'on détaillera plutôt au cours du paragraphe consacré aux antennes destinées aux stations de base, car là est leur véritable destination.

Les antennes pour stations fixes

Lorsqu'il s'agit de placer une antenne sur un bâtiment, la première antenne qui vient à l'idée de tout un chacun est l'antenne de type Ground-Plane (GP) (fig. X-7) car elle est la plus répandue et étant constituée par un simple quart d'onde vertical monté sur un isolateur associé à une ensemble de quart d'onde horizontaux ou inclinés qui constituent un plan de masse à la résonance, elle servira elle aussi de référence quant aux autres antennes qui pourraient apporter un gain de quelques dB par rapport à elle-même. Omnidirectionnelle, la GP est très classique et se rencontre dans toutes les bandes de fréquences, aussi bien en HF, qu'en VHF ou en UHF. Seules les dimensions différeront. Les modèles abondent sur le marché. Citons l'antenne GP 1 de BST, l'antenne GPA-27 de Tagra, le modèle CBGP de Hy-Gain, la GP443 de Allgon l'antenne ASP-636 de AS, etc. Ces antennes GP ont un brin vertical taillé en quart d'onde, mais pour améliorer dans une certaine mesure le gain d'une telle antenne, on pourra tailler en 5/8 le brin rayonnant, mais pour éviter d'accroître par trop l'encombrement de l'ensemble, on conservera généralement aux brins horizontaux ou inclinés constituant le plan de masse, la longueur définie par le 1/4 d'onde. Ce sera le cas pour les antennes de type : PRO 27 JR de BST, GP 27 5/8 de Tagra, CL R2 de Hy-Gain qui offre 4 dB de gain omnidirectionnel, CBV de Hy-gain qui offre 3,8 dB de gain, GP 443 GR de Allgon qui offre 2 dB de gain, et les modèles ASPA 600, ASPB 600, ASPC 600, ASP 350, ASPA 350 et ASPB 350 de AS qui apportent elles aussi un gain de l'ordre de 2 à 3 dB par rapport au quart d'onde traditionnel.

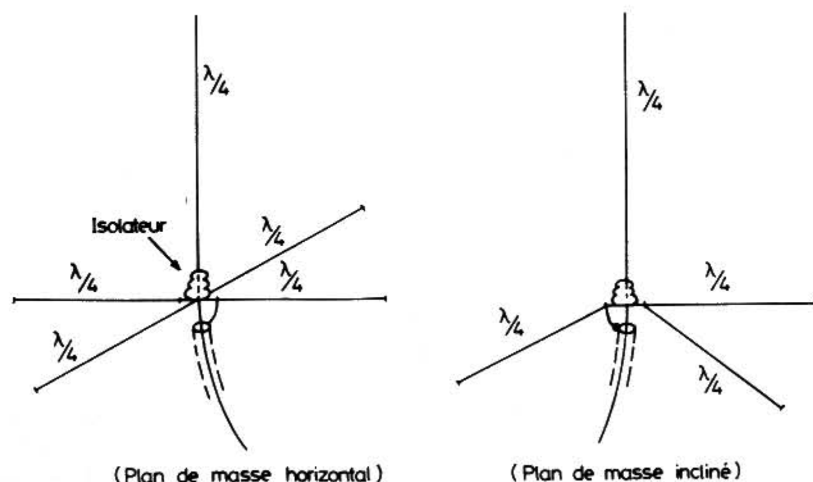


Fig. X-7. — Antenne Ground-Plane quart d'onde.

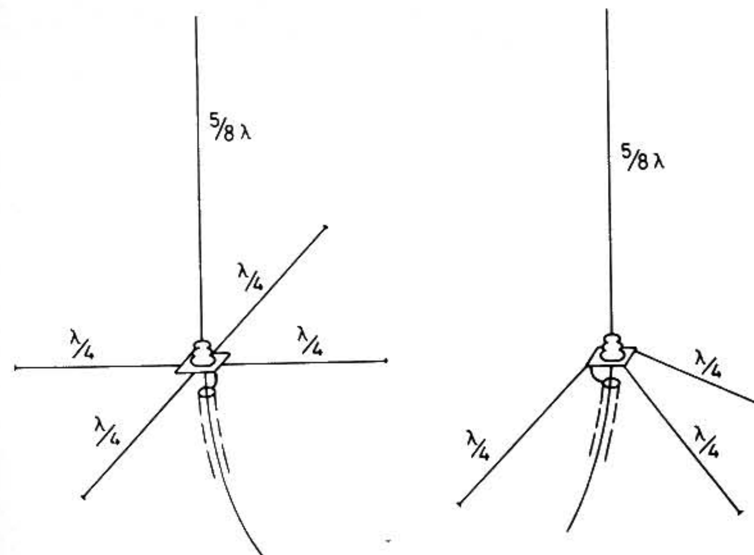


Fig. X-8. — Antenne GP 5/8 λ.

Ces types d'antennes existent depuis fort longtemps mais depuis quelques années, plusieurs types d'antennes nouvelles ont vu le jour et nous trouvons maintenant les antennes suivantes :

LES ANTENNES COAXIALES

Ce sont des antennes omnidirectionnelles polarisées verticalement, destinées à des stations fixes et qui sont caractérisées par un angle de départ assez fin de telle

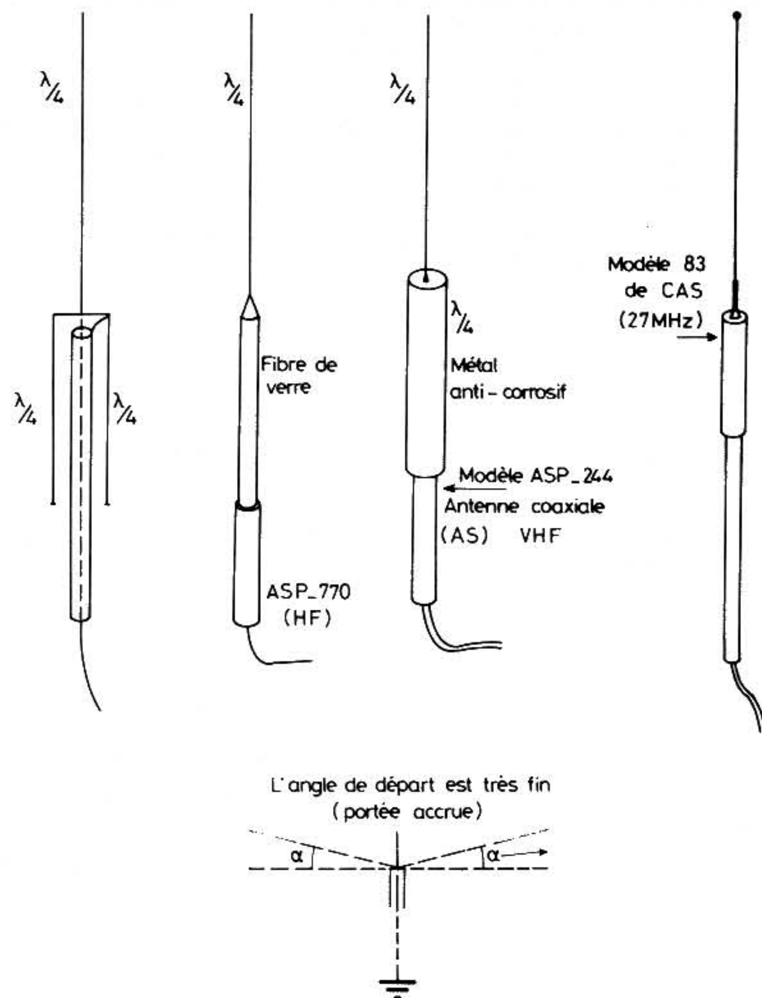


Fig. X-9. — Antenne coaxiale.

sorte qu'elles apportent une amélioration notable des liaisons à grandes distances (fig. X-9). Ces antennes que l'on trouve maintenant très couramment en VHF et en UHF, sont plus difficiles à trouver pour la bande 27 MHz en raison, là encore de leur encombrement. Un modèle commercial est le modèle ASP 244 de chez AS, en VHF, ainsi que le modèle ASP 770 qui fonctionne sur les 30 MHz.

LES ANTENNES COLINEAIRES

Ce sont également des antennes omnidirectionnelles polarisées verticalement, destinées en priorité à des stations fixes et qui sont constituées par des quart d'onde superposés (fig. X-10). En partant du coaxial (50 Ω) d'alimentation on trouve successivement un quart d'onde en coaxial surmonté d'un deuxième quart d'onde en coaxial, surmonté lui-même d'une demi-onde en coaxial, surmonté d'un nouveau quart d'onde en coaxial qui attaque le brin vertical qui est un dernier quart d'onde métallique ou en fibre de verre. Une telle antenne n'est pas très difficile à réaliser et apporte une amélioration des performances (comme l'antenne coaxiale) mais pour la bande de 27 MHz, la longueur totale de cet aérien est tout de même de : 16,50 mètres !!! alors que sur 145 MHz, cette longueur n'est que de 3,12 mètres, ce qui est plus facile à installer ! A noter que les morceaux de câble coaxial taillés en 1/4 ou en 1/2 onde sont raccordés alternativement en connectant l'âme de l'un à la tresse de l'autre et vice-versa. Enfin, à l'endroit où se fait l'attaque de l'antenne par le câble d'arrivée, il faut placer un circuit d'adaptation appelé « balun » et que l'on règle pour obtenir un accord optimal. Des versions simplifiées sont offertes sur

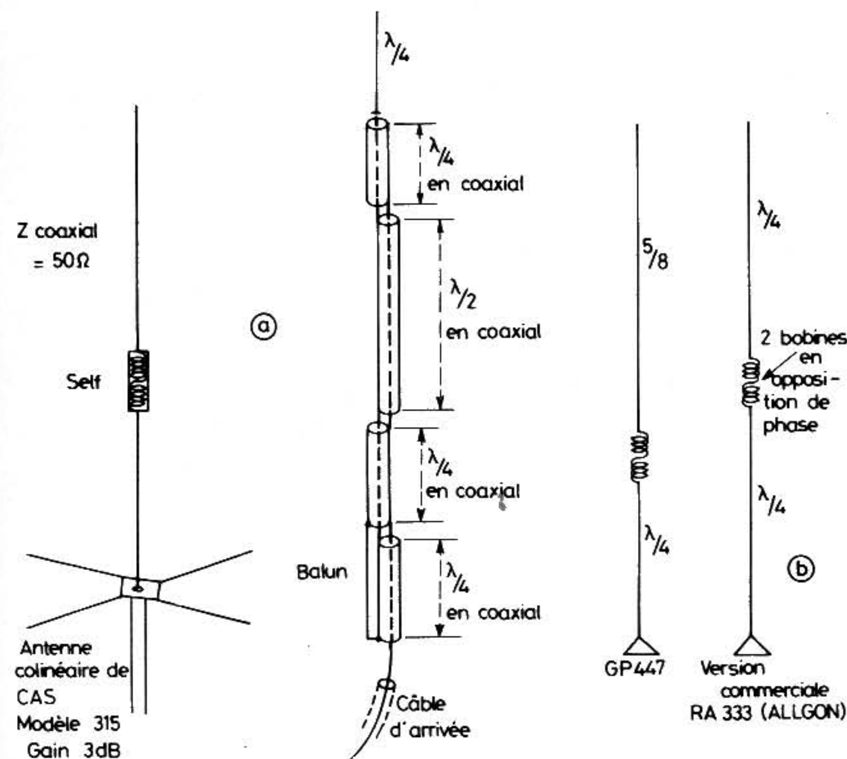


Fig. X-10. — Antenne colinéaire.

le marché (fig. X-10 (b)) et sont réalisées en montant dans leur prolongement deux quart d'onde associés par deux bobines en opposition de phase. Le gain de l'ensemble est intéressant. Le brin supérieur peut être un élément 5/8 d'onde alors que le brin inférieur reste un 1/4 d'onde et le bobinage de liaison est toujours constitué par un enroulement dont une moitié est bobinée en sens inverse de l'autre afin d'assurer la mise en opposition de phase.

LES ANTENNES RINGO

Ces antennes se rencontrent de plus en plus car elles apportent un gain effectif de 3 dB et ressemblent à ce que montre la figure X-11. Un exemple commercial est le modèle GP-27 Ringo de Tagra qui donne de très bons résultats. Il s'agit d'un élément vertical en métal ou en fibre de verre monté et isolé par rapport au brin inférieur où arrive le câble d'alimentation. La liaison entre la partie supérieure du brin inférieur et la partie inférieure du brin supérieur (!) s'effectue au moyen d'une spire qui réalise la mise en phase-opposition de phase de l'ensemble. Un autre exemple commercial est le modèle Bingo (et non pas Ringo), Bingo B 455 de Allgon que montre la figure X-11 (b). Elle ressemble à la GP-27 Ringo de chez Tagra à la différence près que la bobine de couplage et de mise en opposition de phase est de forme carrée. Elle apporte un gain de 2 dB.

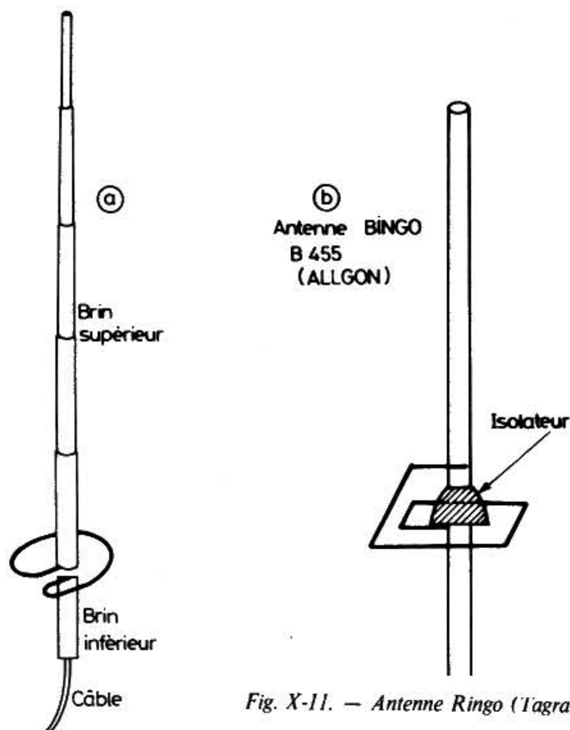


Fig. X-11. — Antenne Ringo (Tagra).

L'ANTENNE BIG-WHEEL

Il s'agit d'une antenne originale qui est elle aussi omnidirectionnelle et qui apporte environ 2 dB de gain. Son allure (fig. X-12) est celle d'un trèfle dont chaque pétale serait constitué par un radiateur demi-onde alimenté à ses extrémités par deux quarts d'onde en V. L'impédance est de l'ordre de 30 Ω. Comme les trois « pétales » identiques sont alimentés en parallèle, l'impédance finale du dispositif sera d'environ 10 Ω, d'où la nécessité de placer un système adaptateur d'impédances constitué par un « stub » central en « U » et l'impédance vue par le câble d'alimentation sera élevée à la valeur de 50 Ω.

Une réalisation commerciale est offerte par la firme TONNA.

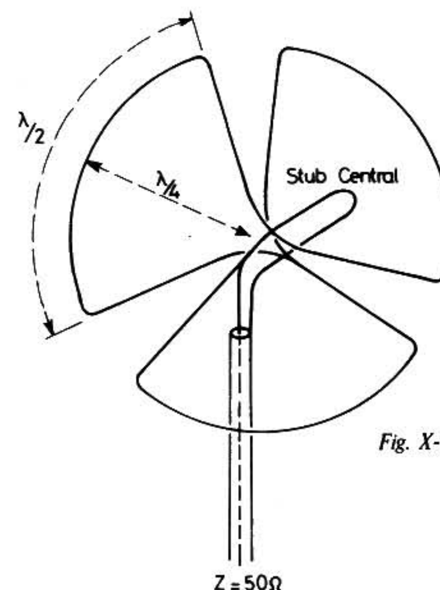


Fig. X-12. — Antenne Big-Wheel.

LES DIPOLES

Le dipôle est l'élément de base des antennes directives que nous allons voir maintenant et chose paradoxale, le dipôle n'est pas, par lui-même directif ! Qu'est-ce qu'un dipôle ? réponse : un dipôle est un élément rayonnant qui résonne à une certaine fréquence et qui est constitué par un élément rectiligne égal à une demi-onde alimentée à chacune de ses extrémités par deux quarts d'onde en opposition (fig. X-13). Suivant la position horizontale ou verticale du dipôle, la polarisation sera elle-même horizontale ou verticale. La fixation la plus générale d'un dipôle s'effectue par un point d'attache placé au milieu du brin taillé en demi-onde.

A partir du dipôle élémentaire, il est facile de constituer une antenne type cardioïde (fig. X-14) dont la directivité est très marquée et le gain de 3 dB. Notre dessin montre l'antenne de type 206 de CAS prévue pour la gamme 27 MHz en polarisation verticale.

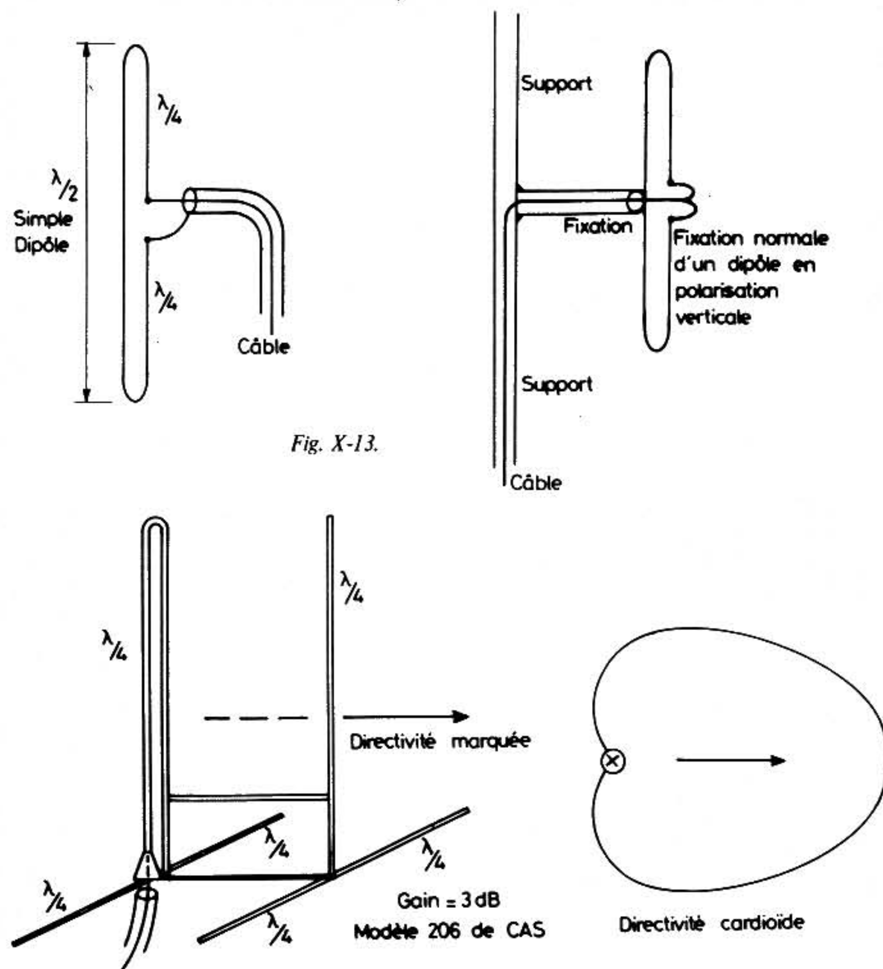


Fig. X-13.

Fig. X-14. — Antenne cardioïde.

Si l'on associe un dipôle qui est l'élément rayonnant de l'antenne à un certain nombre d'éléments réflecteurs, on réalise ainsi une antenne de type Yagi. Ce sont des antennes Yagi qu'utilisent la très grande majorité des téléspectateurs (réception TV) car ce sont des antennes simples, efficaces et très directives. Leur directivité est fonction du nombre d'éléments réflecteurs et directeurs, une Yagi à trois éléments étant beaucoup moins directive qu'une Yagi à 21 éléments. Les Yagi pourront être à polarisation verticale ou horizontale, et même pourront être à la fois dans les deux polarisations (exemple des antennes Tonna à polarisation croisée). Ces

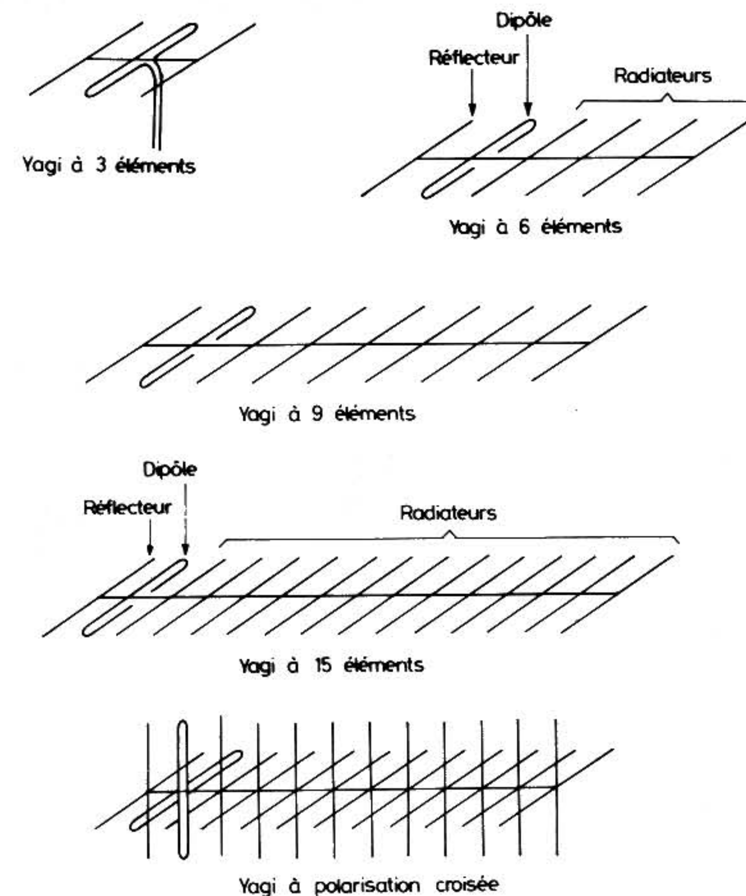


Fig. X-15. — Antenne Yagi.

antennes seront utilisées de préférence sur VHF et UHF, mais se rencontrent très souvent en ondes courtes et portent dans ce cas le nom d'antennes BEAM, et sont rotatives de telle sorte que l'on puisse les diriger dans la direction que l'on veut privilégier, aussi bien à la réception qu'à l'émission. L'allure des antennes Yagi (fig. X-15) est bien connue et nous ne nous y attarderons pas trop longtemps. Une antenne Yagi est donc composée d'un élément réflecteur, suivi d'un dipôle (actif) et d'éléments radiateurs dont le nombre diminue l'angle de départ du rayonnement et à titre indicatif, si l'on prend une Yagi à 9 éléments, le gain sera de 12,5 dB, pour une Yagi de 16 éléments, le gain sera de 14,8 dB et pour 18 éléments, le gain montera à un peu plus de 15 dB.

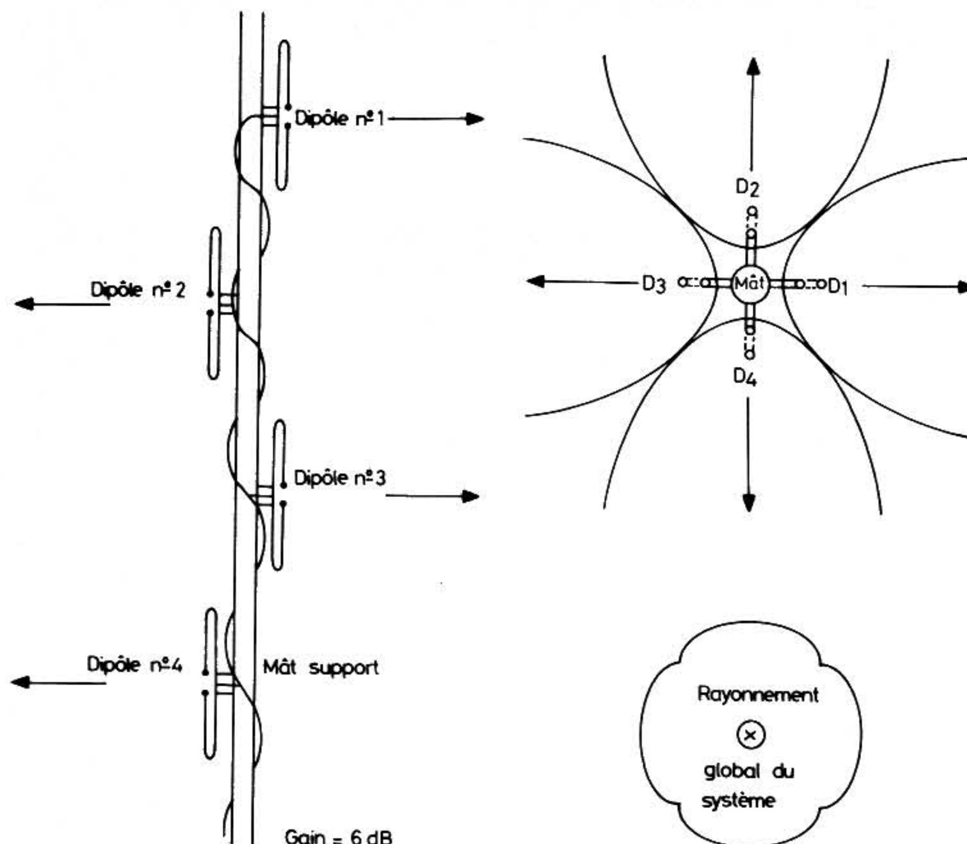


Fig. X-16. — Association de dipôles pour constituer des antennes de stations de base, omnidirectionnelles à gain (6 dB).

A partir d'un dipôle, il est possible certes de réaliser des antennes Yagi, mais il est également possible de constituer des antennes à gain, omnidirectionnelles (fig. X-16), destinées à équiper des stations de base et dans ce cas, on recherche à la fois une couverture uniforme (pas de directivité marquée, si possible, mais du gain, un maximum de gain !). On va donc disposer tout autour d'un mât, servant de support, des dipôles qui seront excités en phase, chaque dipôle couvrant une certaine zone et si un dipole couvre un quart de l'horizon, avec quatre dipôles disposés tous les 90° on couvrira les 360° avec le gain apporté par chaque dipôle, c'est-à-dire dans le cas de notre figure, un gain de l'ordre de 6 dB en conservant la caractéristique d'omnidirectivité de l'ensemble. Il est également possible de disposer de la même manière 6 dipôles (tous les 60°) et même 8 dipôles (tous les 45°) et augmenter ainsi

le gain effectif de l'ensemble, mais il faut tenir compte de l'adaptation en impédance des dipôles par rapport au câble d'alimentation et il y a là un problème épineux à résoudre. De plus, la position en hauteur des dipôles les uns par rapport aux autres doit être étudiée avec soin, afin qu'ils ne se perturbent pas entre eux. Nous avons vu jusqu'à 16 dipôles montés ainsi sur un même mât-support afin d'obtenir un gain très élevé, mais dans ce cas l'adaptation en impédance est un vrai casse-tête ! Il sera par contre facile de modifier le rayonnement de l'ensemble en jouant sur la position relative de chaque dipôle. Et si au lieu de les positionner tous les 90° (4 dipôles à 90°) ce qui donne une relative omnidirectivité (fig. X-16) on les place, deux par deux à 180° (fig. X-17) on crée deux directions très privilégiées alors que les deux autres, perpendiculaires seront pratiquement inutilisables. De même si l'on place les 4 dipôles sur une même direction, on favorise cette direction à l'extrême et toutes les autres directions seront inutilisables (fig. X-18). Il apparaît alors que toutes les combinaisons

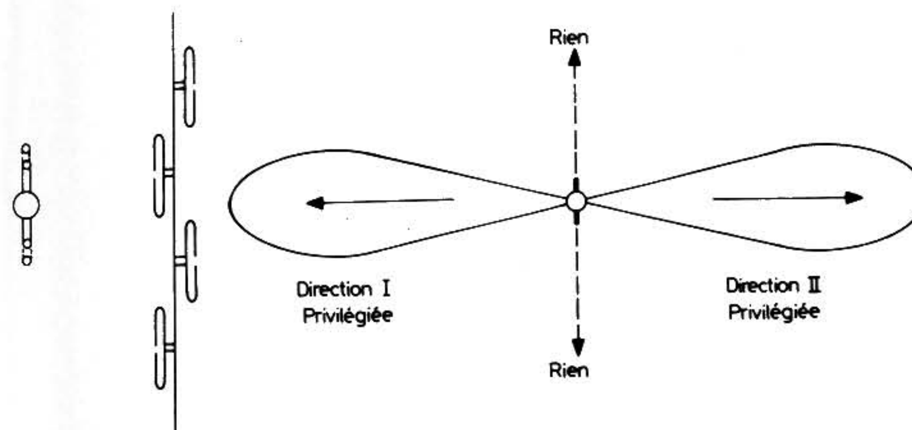


Fig. X-17. — Association de 4 dipôles à 180°.

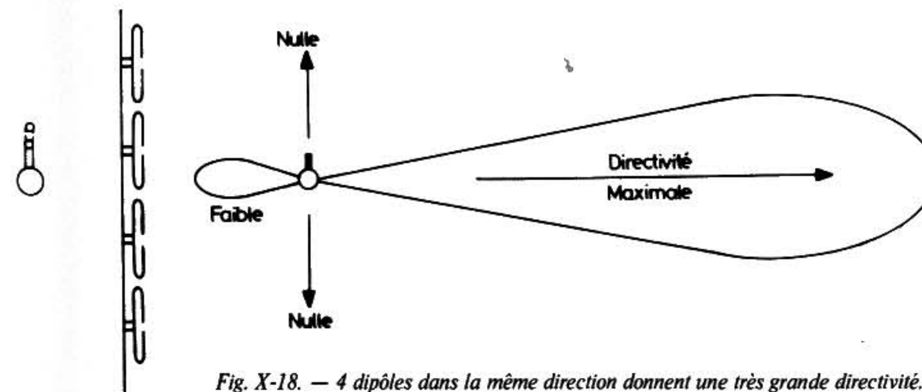


Fig. X-18. — 4 dipôles dans la même direction donnent une très grande directivité.

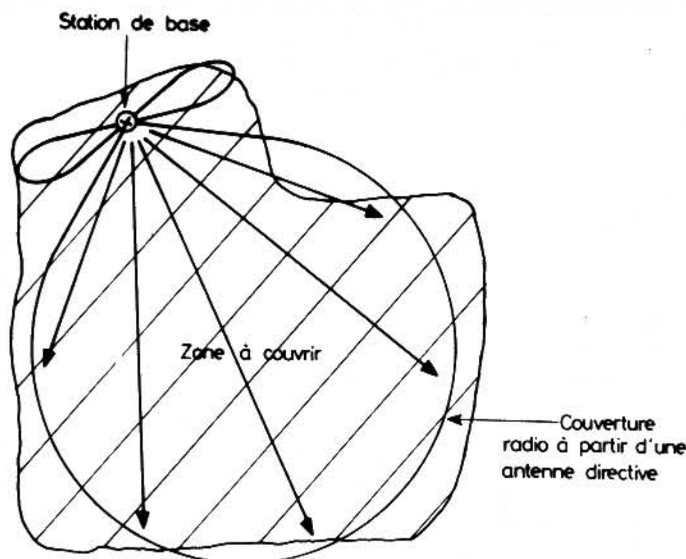


Fig. X-19. — Station de base décentrée par rapport à la zone à couvrir.

sont envisageables et si l'on prend un exemple (fig. X-19) où la station de base est située sur un point haut d'un département mais décentrée et que les véhicules se déplacent dans le département c'est-à-dire dans une zone qui est toujours à peu de chose près la même et dans la même direction par rapport à la station de base il y a tout intérêt à ne pas utiliser d'antenne omnidirectionnelle mais au contraire à placer une antenne à gain et dont le lobe de rayonnement sera en concordance avec la zone à « arroser ». Il est en effet inutile d'émettre dans une direction où il n'y aura personne pour vous recevoir et de perdre par conséquent de l'énergie au détriment de la couverture de la zone vraiment utile. On concentrera donc toute l'énergie fournie par l'émetteur par le truchement de cette antenne directive vers la zone à couvrir en priorité.

Nous avons parlé des dipôles et de leur utilisation sous diverses configurations, mais il y a encore plus simple qu'un dipôle et ce sera le Doublet qui n'est autre (fig. X-20) que deux éléments quart d'onde montés dans le prolongement l'un de l'autre et attaqués symétriquement au centre. Un simple doublet pourra très bien être utilisé comme antenne de station de base omnidirectionnelle (fig. X-21) en le plaçant parallèlement à un mât servant de support. Un exemple commercial : le modèle OD 410 de Allgon qui fonctionne dans la bande 27 MHz. On pourra également composer des combinaisons de doublets pour réaliser des antennes directives à gain, mais en pratique on préfère utiliser les dipôles pour ce genre de combinaisons. Par contre, on utilisera les doublets dans la réalisation des antennes dites « Beam » que nous allons voir rapidement maintenant et qui se rencontrent plus généralement, plutôt que sur le 27 MHz où l'on recherche davantage des antennes fixes. Les beams sont

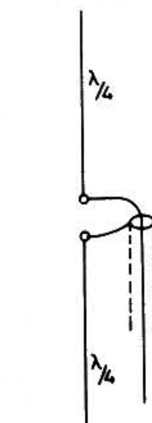


Fig. X-20. — Simple doublet.

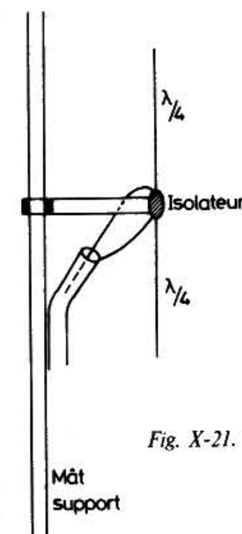
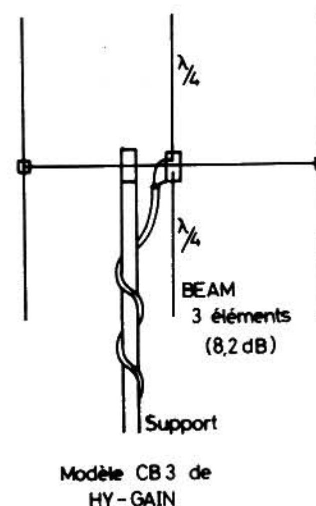


Fig. X-21. — Doublet monté sur un mât.



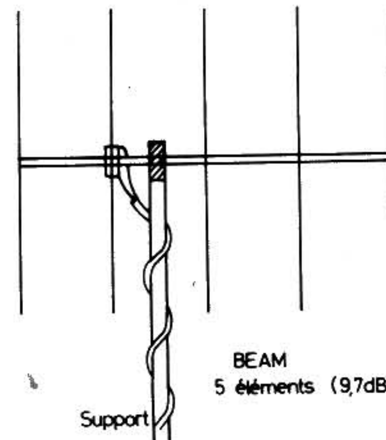


Fig. X-22. — Beam pour 27 MHz à polarisation verticale.

en général placées sur des dispositifs rotatifs qui permettent à leur utilisateur de les orienter comme bon leur semble et dans la direction qu'il veut privilégier à tel ou tel moment. Cet ouvrage étant consacré en priorité à la bande 27 MHz, nous montrons deux exemples d'antennes Beam destinées à cette bande et placées en polarisation verticale (fig. X-22) où l'on voit la beam à trois éléments, modèle CB 3 de

Hy-Gain et la beam à cinq éléments, modèle Long John de Hy-Gain. Les trois éléments apportent un gain de 8,2 dB, tandis que les cinq éléments offrent quant à eux 9,7 dB. On pourrait facilement augmenter là encore le nombre des éléments, mais des considérations d'ordre mécanique et d'encombrement (sutout sur 27 MHz) rendent la chose problématique ! Par contre, il est plus courant de rencontrer des associations de deux beams à deux, trois ou cinq éléments chacune ; la résistance mécanique de l'ensemble y gagne, ainsi que la prise au vent et l'encombrement devient plus compact. La figure X-23 montre trois exemples commerciaux : le modèle SDB 4 à deux fois deux éléments, le modèle SDB 6 à deux fois trois éléments, et le modèle SDB 10 à deux fois cinq éléments. Ces trois antennes sont fabriquées par Hy-Gain. Les gains respectifs sont de : 9,3 dB, 12,7 dB et 14 dB pour la deux fois cinq éléments.

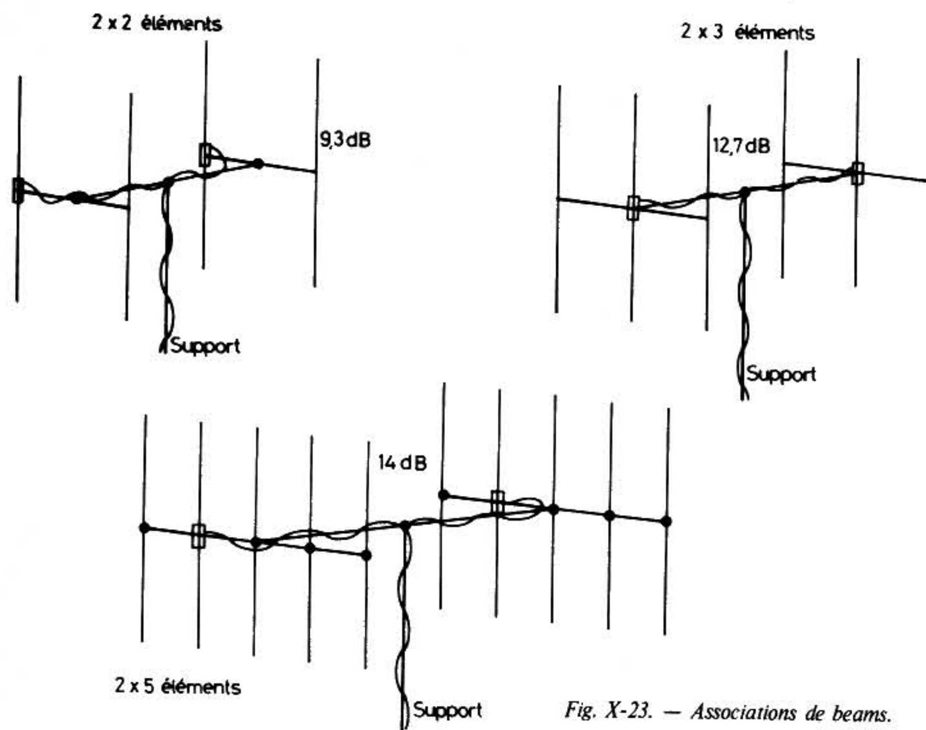


Fig. X-23. — Associations de beams.

En dehors des beams qui sont très courantes et qui ont leurs adeptes, il y a également les antennes Quad qu'il est impératif de mentionner, car on les rencontre tout aussi fréquemment.

Une antenne Quad (fig. X-24) dont le véritable nom est Cubical Quad est constituée par deux cadres montés dans deux plans parallèles, chaque cadre étant sensiblement carré et de côtés égaux à un quart d'onde. En fait, si l'on déplie chaque

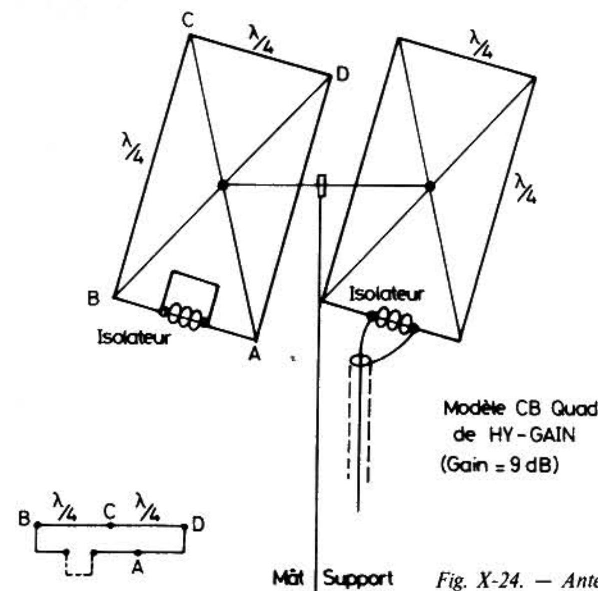


Fig. X-24. — Antenne cubical-quad.

cadre, on retrouve deux dipôles placés parallèlement. L'un des avantages de cette antenne, tient au fait qu'avec seulement deux éléments : un cadre rayonnant et un cadre réflecteur, on obtient un gain important et une directivité très marquée, et beaucoup d'amateurs préfèrent employer une antenne Quad plutôt qu'une beam à quatre ou cinq éléments. A titre indicatif, le modèle CB Quad de Hy-Gain qui est prévu pour fonctionner dans la bande « citizen band » apporte un gain de 9 dB.

Nous avons parlé précédemment des dipôles et des doublets et nous avons dit que le doublet était en quelque sorte l'antenne la plus simple qui soit. En effet, nous avons vu des doublets verticaux et rigides assurant une polarisation verticale et une omni-directivité, mais il ne faut pas oublier que l'antenne la plus simple que l'on puisse utiliser en émission d'amateur est et reste bien entendu le simple doublet réalisé avec du fil électrique et isolé à ses extrémités et coupé en son milieu par un isolateur d'où part le câble coaxial d'alimentation (fig. X-25). Dans le cas de la bande

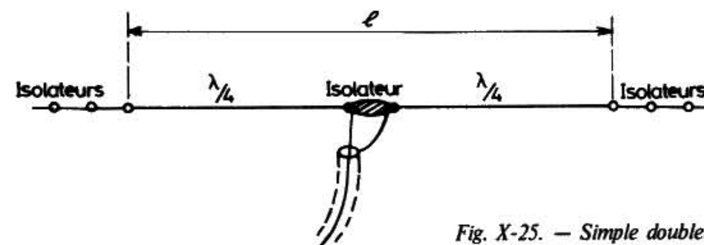


Fig. X-25. — Simple doublet.

27 MHz, la longueur de ce doublet sera de 5,50 mètres et dans le cas de la bande amateur 28 à 30 MHz, la longueur sera de 5 mètres. A partir de ce simple doublet horizontal, on va pouvoir réaliser des antennes directives et apportant un gain, tant à l'émission qu'à la réception, et nous retrouvons donc les antennes beams à polarisation horizontale.

Nous avons parlé des beams à deux, trois et cinq éléments destinées au 27 MHz et que l'on trouve sur le marché, mais nous voudrions donner maintenant les dimensions d'une beam destinée au trafic sur la bande 27 à 30 MHz et de réalisation amateur (fig. X-26).

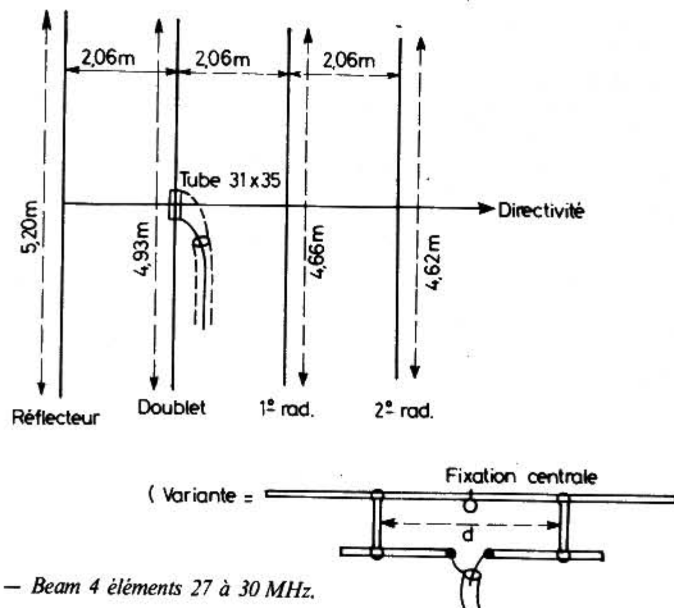


Fig. X-26. — Beam 4 éléments 27 à 30 MHz.

Il s'agit d'une beam couvrant la bande 27 à 30 MHz et centrée sur 28,5 MHz. Le tube central supportant les quatre éléments est du tube de diamètre intérieur 31 mm et de diamètre extérieur 35 mm, il mesure environ 6,30 mètres. L'espacement entre les éléments est constant et égal à 2,06 mètres. L'élément réflecteur mesure 5,20 mètres, le doublet mesure 4,93 mètres, le premier élément radiateur mesure 4,66 mètres et le second 4,62 mètres. Si l'on a des problèmes de fixation du doublet au tube principal, en raison de la nécessité de couper en deux moitiées le tube constituant le doublet, ce qui risque de causer des difficultés de fixation isolée de ce tube, on pourra ne pas le couper, le fixer en son milieu au tube principal, comme on fixe les trois autres éléments, mais pour pouvoir alimenter le doublet à partir du câble d'arrivée, on adoptera le montage en « balun » (voir notre croquis); de la sorte, le montage sera solide et le tube constituant le doublet ne risquera pas de cassure en son milieu, et l'adaptation de l'antenne à son câble d'alimentation sera respectée.

Ce type d'antenne beam est appelé « tout à la masse ». L'écartement « d » entre les deux barettes pourra varier entre un et deux mètres (symétriquement par rapport au centre) suivant l'impédance caractéristique du câble d'alimentation.

Si le doublet est bien l'antenne la plus simple que l'on puisse imaginer, il est également utilisé sous la forme d'antenne en « V » inversé et notamment pour le trafic avec les satellites artificiels. Nous avons dit, au cours de l'exposé sur les conditions d'exploitations du trafic amateur via satellite, qu'il était nécessaire de disposer d'antennes à gain et orientables en site et en azimut. C'est vrai, mais tout particulièrement pour les trafics en VHF (145 MHz) et en UHF (432 MHz) mais ce n'est pas indispensable pour écouter le satellite sur 29 MHz et dans ce cas on se contentera de la petite antenne en « V » inversée dont le lobe de rayonnement est une sorte de cône pointé vers le ciel. Cette antenne (fig. X-27) est facile à réaliser et permet de recevoir dans d'excellentes conditions le trafic amateur sur 29 MHz émis par les différents satellites (américains et soviétiques en attendant les satellites européens lancés par Ariane). Cette antenne est constituée par deux éléments quart d'onde mesurant 2,40 mètres et faisant chacun un angle de 45° avec la verticale. Ces deux quart d'onde sont donc disposés perpendiculairement et attaqués symétriquement par un câble coaxial (50 Ω) dont l'âme va à l'un des éléments et le blindage à l'autre élément, comme pour tout doublet qui se respecte !

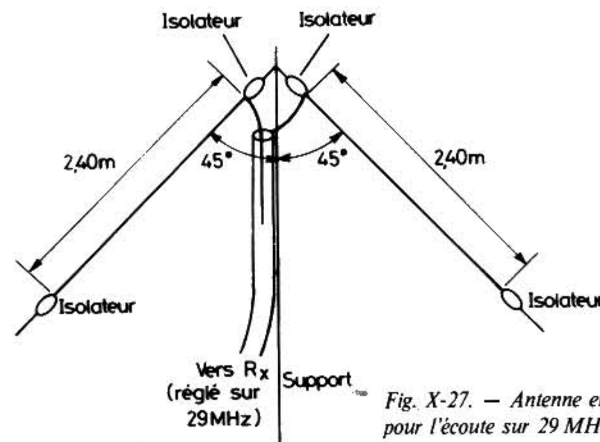
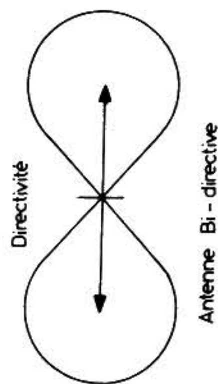


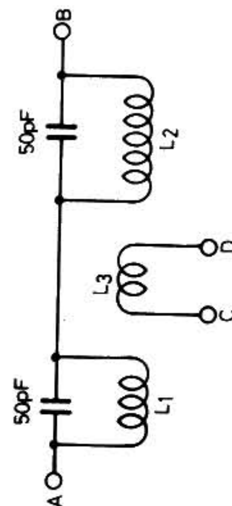
Fig. X-27. — Antenne en « V » inversé pour l'écoute sur 29 MHz des satellites.

Il existe encore d'autres antennes que nous ne voudrions pas passer sous silence, car elles offrent des performances intéressantes sur la bande 27 à 30 MHz, tant pour la citizen band que pour le trafic typiquement radioamateur. C'est notamment :

L'ANTENNE-CADRE 27 A 30 MHZ

Cette antenne réalisée par de nombreux amateurs et notamment allemands, australiens et français, est à mi-chemin entre la Quad et l'antenne à trappes résonnantes (fig. X-28). Elle peut être rotative, mais est, par nature, bidirective. L'ensemble est





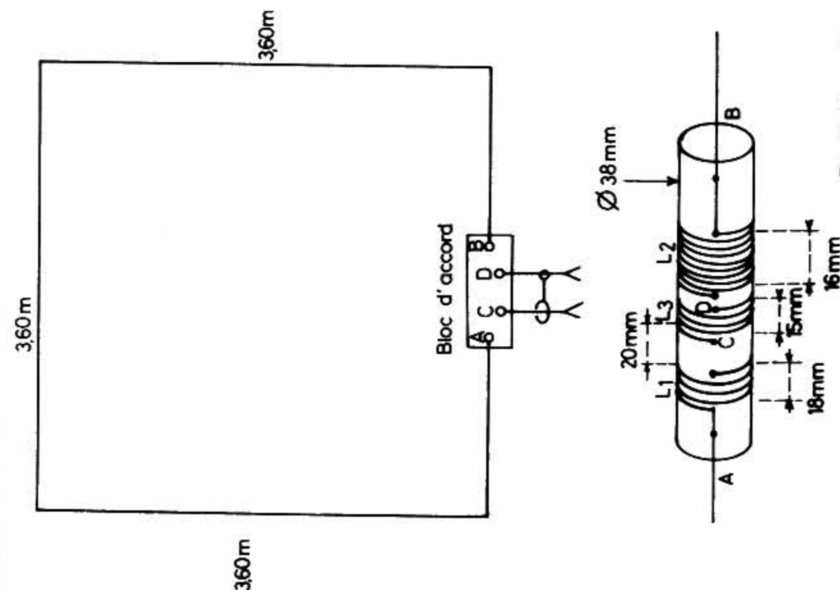


Fig. X-28. — Antenne cadre 27/30 MHz.

une boucle de 3,60 mètres de côté qui se referme sur un système d'accord et de couplage (20 cm de longueur) et qui comporte deux circuits accordés. Cette antenne peut fonctionner indifféremment sur 14, 21 et 28 MHz. On réalisera le bloc d'accord en prenant un mandrin de diamètre 38 mm (en stéatite si possible) et d'une dizaine de centimètres de long, sur lequel on bobinera : pour L_1 4 spires de fil émaillé de 15/10 mm, pour L_2 : 7 spires de ce même fil et pour L_3 : 4 spires, en suivant les écartements entre les spires et entre les enroulements que donne le croquis.

L'ANTENNE COMPACTE « ZL SPECIALE 27/30 MHz » (Fig. X-29)

Cette antenne de dimensions réduites s'inscrit dans la série des aériens à éléments raccourcis qui se développent de plus en plus depuis quelques années. Il s'agit de deux éléments demi-ondes en phase écartés l'un de l'autre par une distance de 1/10 de longueur d'onde. Les quatre éléments tubulaires sont identiques soit 1,68 mètre de tube en dural de diamètre 12 mm et les deux bobinages L_1 et L_2 auront 10 spires de fil émaillé de 15/10 mm bobinées sur un mandrin de 32 mm de diamètre. La longueur de L_1 sera de 5 cm tandis que la longueur de L_2 sera de 8 cm. La bobine de couplage L_3 sera bobinée autour de L_2. Le gain de cette antenne est de l'ordre de 7 dB mais son intérêt réside dans son faible encombrement (un rectangle de 1,10 mètre sur 3,20 mètres environ) et sa directivité très largement suffisante... (et sa discrétion !).

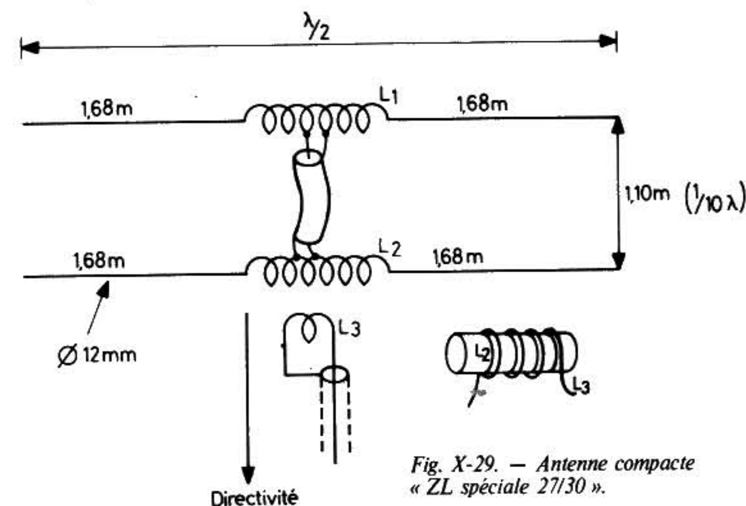


Fig. X-29. — Antenne compacte « ZL spéciale 27/30 ».

L'ANTENNE « MARIA MALUCA »

C'est une antenne directive très simple et fort répandue chez les amateurs sud-américains. Elle comporte (fig. X-30) un brin horizontal de 7,65 mètres hors tout et un brin directeur placé parallèlement de 5,05 mètres et distant de 1,72 mètre. Son impédance est de 300 Ω et le gain est de l'ordre de 8 dB par rapport à un dipôle.

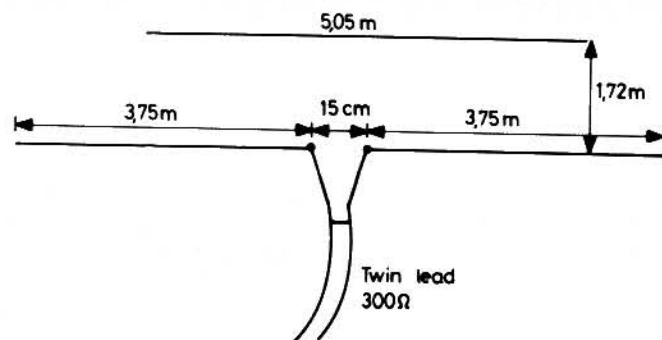


Fig. X-30. — Antenne Maria Maluca.

L'ANTENNE TRIANGULAIRE « DELTA-LOOP »

De forme inhabituelle, cette antenne (fig. X-31) est basée sur le principe qu'une boucle en onde entière peut prendre toutes les formes. L'avantage de cette disposition est lié à une excellente tenue mécanique et une grande robustesse. L'antenne peut être réalisée en « tout à la masse » et peut être attaquée par un câble coaxial en 50 ou 75 Ω. Autre avantage de cette antenne : elle est très peu influencée par le sol ; elle pourra donc être placée à seulement 2 ou 3 mètres de hauteur.

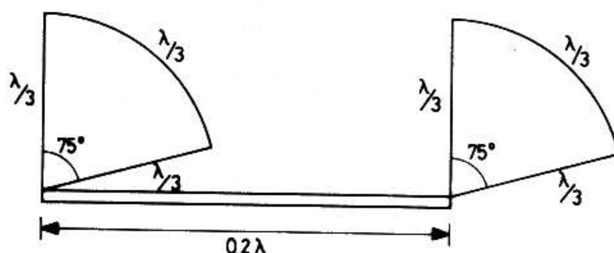


Fig. X-31. — Antenne Delta loop.

L'ANTENNE DOUBLET INCLINEE

Une antenne particulièrement simple à réaliser et à installer puisqu'elle ne mesure que 5,5 mètres et se pose entre un support quelconque (un mât, un mur, un arbre, etc.) et un simple piquet fiché en terre. L'attaque se fait comme dans tout doublet par un isolateur placé au milieu du brin rayonnant, le séparant ainsi en deux

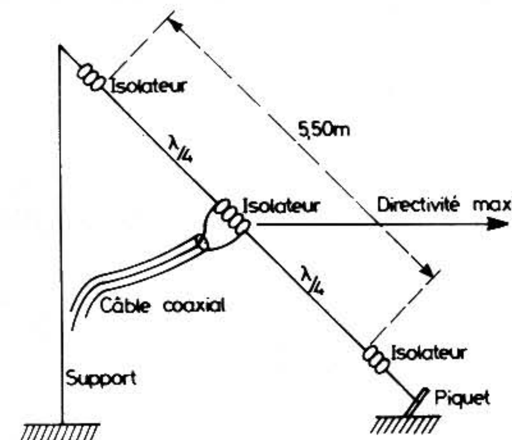


Fig. X-32. — Antenne doublet inclinée.

quarts d'onde et le câble coaxial est connecté de part et d'autre de l'isolateur. Cette petite antenne donne de très bons résultats à très grandes distances et l'auteur l'utilise en particulier sur 28 MHz pour des liaisons en téléphonie avec le Brésil et l'Argentine et avec une puissance HF de seulement 50 W.

UNE ANTENNE VERTICALE MULTIBANDE

L'antenne que montre la figure X-33 est destinée à équiper de préférence une station fixe et fonctionne en polarisation verticale. Sa longueur hors tout est d'environ 7 mètres et elle se place au niveau du sol et ceci tout en conservant ses performances. Pouvant être utilisée à la réception et à l'émission, avec d'excellents résultats, elle est constituée par un tube métallique de 8 mètres de longueur, dont le diamètre sera de 20 ou 25 mm (le diamètre exact importe peu). On coupera dans ce tube trois longueurs, à savoir : une première longueur de 2,70 mètres qui constituera l'élément supérieur, une seconde longueur de 4,28 mètres qui sera l'élément inférieur et enfin le reste du tube, soit environ 1 mètre, permettra de fixer l'antenne sur le sol et servira en outre de prise de terre. Après avoir coupé ces trois morceaux de tube, on les réunira au moyen d'une barre de plastique (la fibre de verre est l'idéal, mais à défaut, tout autre plastique fera l'affaire, voire du PVC pour installations d'eau) afin d'assurer une bonne tenue mécanique tout en isolant électriquement les trois parties du tube. On percera chaque tube de trous destinés à laisser passer des boulons et écrous servant à fixer le tube métal sur la barre isolante, tout en permettant de disposer de points de connexions (voir le croquis). Entre les points A et B ainsi définis, c'est-à-dire entre l'élément supérieur et l'élément inférieur, on bobinera la self L qui aura 10 spires de gros fil émaillé de 15/10 mm étalé sur environ 50 mm et aux bornes de cette self, on placera un condensateur de 25 pF de bonne qualité. Le câble coaxial (50 Ω) d'alimentation sera connecté entre les points C (l'âme du coaxial sera branché

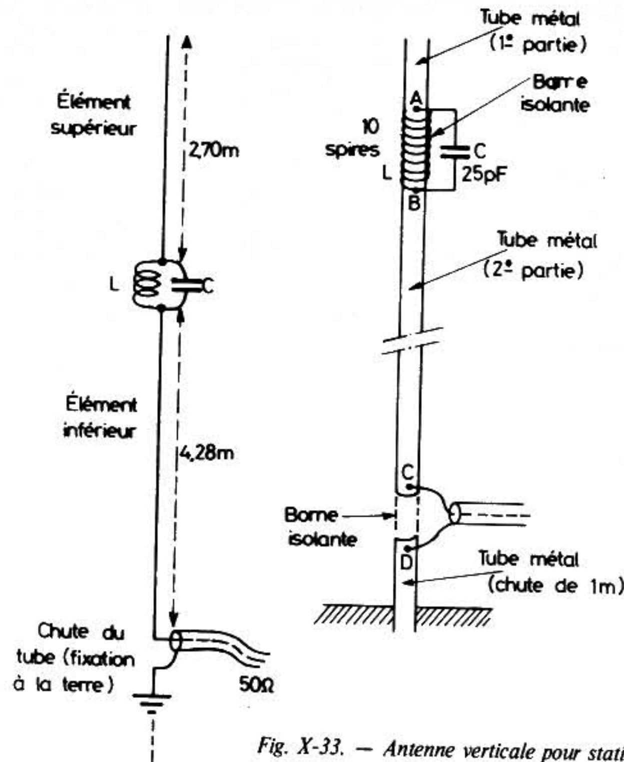


Fig. X-33. — Antenne verticale pour station fixe.

en C) et D qui constitue la mise à la terre, à la fois du blindage du câble et de l'antenne proprement dite. Ainsi constituée, cette dernière résonnera sur la bande 27 à 30 MHz, mais permettra aussi de fonctionner sur les bandes 21 MHz et 14 MHz (bandes amateurs) et même avec des résultats encore convenables sur 7 MHz d'où le nom d'antenne verticale multibande.

Ainsi réalisée, cette antenne fonctionnera parfaitement et donnera d'excellentes performances, pour un prix de revient très modeste. Son encombrement est minime et sa pose discrète. Mais comme un tel aérien peut offrir une certaine prise au vent, surtout dans le cas de stations fixes placées en terrain bien dégagé, il peut être utile de prévoir un haubanage au moyen de câbles en nylon qui retiendront l'ensemble et lui éviteront le désagrément de risquer de se casser au niveau des barres en fibre de verre lorsque le vent souffle en tempête ! Une telle antenne est évidemment omnidirectionnelle.

Une variante de cette antenne, destinée à être installée sur un véhicule pour permettre le trafic, soit sur les bandes 27 ou 28/30 MHz, mais aussi sur les bandes amateurs décamétriques : 21 et 14 MHz, avec de très bonnes performances (fig. X-34)

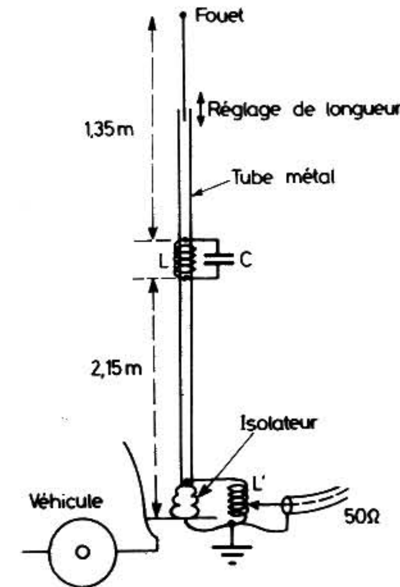


Fig. X-34. — Antenne verticale pour véhicule.

utilise là encore un tube de métal, mais de diamètre plus petit (10 à 12 mm) que l'on coupera en deux parties : la première de longueur 2,15 mètres qui constituera l'élément inférieur et la seconde qui aura environ 0,80 mètres et dans laquelle pourra coulisser une autre tige de diamètre légèrement plus petit afin d'obtenir un élément supérieur télescopique dont la longueur totale sera d'environ 1,35 mètre, mais qui pourra varier entre 1,20 et 1,50 mètre suivant la fréquence d'utilisation et la bande de trafic. La self placée vers le milieu de l'antenne avec sa capacité d'accord sera identique à la précédente, mais à la différence de la version destinée à une station fixe, il faudra fixer la base de l'élément inférieur sur un isolateur (éventuellement muni d'un ressort inox) pour permettre la fixation finale de l'antenne sur un pare-chocs de véhicule ou sur une autre partie métallique. Le branchement du câble coaxial d'alimentation à la base de l'antenne se fera par le truchement d'une bobine L' (variable suivant la bande trafic) placée entre l'antenne et la masse et sur laquelle, une prise mobile permettra de définir la position idéale de couplage du câble.

Une telle antenne permet de très belles liaisons en décamétriques (et à plus fortes raisons sur les bandes des 10 et 11 mètres) à partir d'une station mobile (des contacts à plus de 10 000 km sont fréquents) : un exemple, en 1979, un très beau QSO entre une station mobile installée sur la plage de Tahiti et notre propre station F3RJ près de Paris, sur 28 MHz en téléphonie et avec une puissance d'environ 10 W. L'antenne utilisée par la station mobile était cette antenne et F3RJ utilisait l'antenne de la figure X-33 en station fixe (l'antenne étant placée au niveau du sol).

Il existe bien entendu d'autres types d'antennes, mais pour ne pas trop alourdir ce chapitre, nous avons essayé d'être à la fois aussi complets que possible et aussi concis que le permet un ouvrage où le 27 MHz doit demeurer l'objectif prioritaire.

Il nous semble malgré tout intéressant de dire quelques mots d'une antenne dotée de très hautes performances et que l'on utilise pour des liaisons difficiles à très grandes distances à savoir : l'antenne Log périodique à polarisation horizontale.

ANTENNE LOG PERIODIQUE

Il s'agit d'une antenne à éléments multiples, qui sont tous alimentés en opposition de phase par une ligne croisée. De plus ce type d'antenne est à large bande, ce qui permet de changer de gamme de fréquence tout en conservant les avantages de ce type d'aérien. Les éléments résonnent donc sur des fréquences de plus en plus basses, au fur et à mesure que l'on va de l'élément le plus court à l'élément le plus long (fig. X-35) et si l'un des éléments entre en résonance, ceux qui le précèdent jouent le rôle de directeurs et ceux qui le suivent jouent le rôle de réflecteurs. L'espacement entre l'élément en résonance et l'élément qui le précède (et qui est donc plus court) est un peu inférieur à un quart d'onde correspondant à la fréquence de résonance considérée, ce qui assure, compte tenu du croisement alterné des conducteurs de la ligne d'alimentation, une concordance de phase entre l'énergie rayonnée par

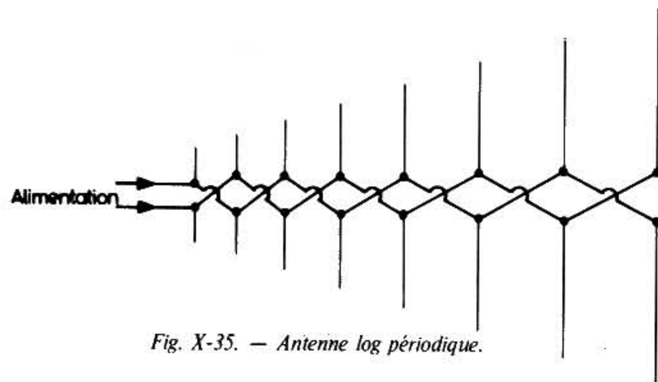


Fig. X-35. — Antenne log périodique.

l'élément résonant et celle de l'élément directeur qui le précède. Cette antenne dont le gain est inférieur à celui d'une antenne Yagi de même nombre d'éléments, a par contre un meilleur rapport gain avant/gain arrière. Ces antennes qui pourront être construites par les amateurs demandent un certain encombrement. Des modèles commerciaux sont proposés, telle que la APH 4/30-D de AEL qui couvre la bande 4 à 30 MHz et qui est démontable pour pouvoir être plus facilement déplacée. Sa polarisation est horizontale alors que pour le modèle APL 3/30, la polarisation est verticale et la bande couverte va de 3 à 30 MHz. Enfin, le modèle plus léger et plus facile à déplacer : la 10/30 A couvre seulement de 10 à 30 MHz et peut être facilement orientée comme l'est une beam rotative. Par contre le modèle APN107 couvre toute la bande 50 à 1 100 MHz ! Son gain qui est de 6 dB à 50 MHz est de 8 dB à 90 MHz et de 10 dB à 800 MHz et retombe à 6 dB pour la fréquence 1 100 MHz.

Nous en resterons donc là avec l'énumération des antennes proprement dites, mais avant de clore ce chapitre, nous voulons exposer aussi simplement qu'il est possible la méthode de réglage d'une antenne et la façon de tirer un maximum d'efficacité d'un aérien quelconque.

Méthode de réglage des antennes et aériens

Comme une antenne bien accordée à l'émission donnera d'excellents résultats à la réception, mais comme l'inverse n'est pas toujours vrai, nous allons nous placer dans le cas de l'antenne d'émission qui est à régler ; le problème se pose comme suit :

L'antenne d'émission est l'élément qui est chargé de rayonner toute l'énergie que lui fournit l'émetteur. La liaison entre ce dernier et l'antenne est, soit un câble coaxial, soit un feeder de différentes natures : fil nu, fils parallèles, fils torsadés etc., comme dans tout problème d'électricité, il y a un générateur et un récepteur. Le générateur produit un certain signal que le récepteur est chargé d'utiliser. L'émetteur est un générateur de signal HF. L'antenne est un récepteur de signal HF qu'elle doit rayonner, mais comme entre l'émetteur et l'antenne, il y a le feeder d'alimentation, il faut bien considérer que si l'émetteur est un générateur de signal HF, c'est en fait le feeder qui est son propre récepteur et que pour l'antenne, ce sera le feeder qui sera, en fait, le vrai générateur (fig. X-36). Le premier impératif est de s'assurer que l'adaptation de l'émetteur au feeder est correcte, de telle sorte que le feeder prenne en charge complètement, toute l'énergie que lui délivre l'émetteur (c'est-à-dire que le rendement du couplage émetteur-feeder soit aussi voisin de 100 % que possible) et de même pour le couplage feeder-antenne, on devra s'assurer que son rendement soit optimal. Et ceci est très important car si l'on prend un exemple : soit un émetteur qui délivre 10 W en sortie et si le couplage n° 1 (émetteur-feeder) a un rendement de 50 %, il ne reste plus que 5 W qui arrivent à la sortie du feeder et qui sont susceptibles d'être confiés à l'antenne, mais si le rendement du second

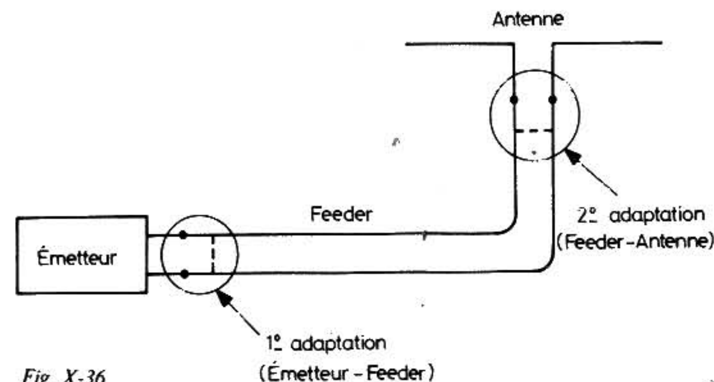


Fig. X-36.

couplage (feeder-antenne) est lui aussi de 50 % il ne reste plus en fin de compte que 2,5 W qui seront réellement rayonnés par l'antenne ! soit 25 % de la puissance produite par l'émetteur : c'est peu ! et les 75 % perdus sont consumés en pure perte (et en chaleur) par l'étage de sortie de l'émetteur qui accepte mal cet état de choses et risque de se détériorer très rapidement ! Comment y remédier ? Commençons par régler le problème du couplage émetteur-feeder. Pour ce faire, il suffit d'utiliser un feeder compatible avec la sortie de l'émetteur, c'est dire que si la sortie de l'émetteur demande une impédance de charge de 50 Ω, on devra utiliser un feeder de 50 Ω et par contre si cette impédance de sortie est de 300 Ω, on devra satisfaire à cette exigence ! De plus en plus, les circuits de sortie d'émetteurs (quelle que soit la puissance de sortie) sont à une impédance de 50 Ω. Il suffira donc d'utiliser du câble coaxial de 50 Ω (ou 52 Ω qui est la valeur officielle de la norme internationale). De la sorte, le rendement du couplage émetteur-feeder sera optimal (rendement voisin de 100 %).

A noter que la grande majorité des circuits de sortie d'émetteurs sont munis de circuits en « pi » ou filtres Collins, ou filtres Jones, qui ont la particularité de permettre une adaptation optimale à des types variés de feeders dont l'impédance pourrait varier dans de larges mesures. La figure X-37 montre ce type d'adaptation. Ainsi, en utilisant un feeder approprié et de surplus un filtre adaptateur d'impédances (Collins ou Jones) on optimisera le couplage n° 1 : émetteur-feeder.

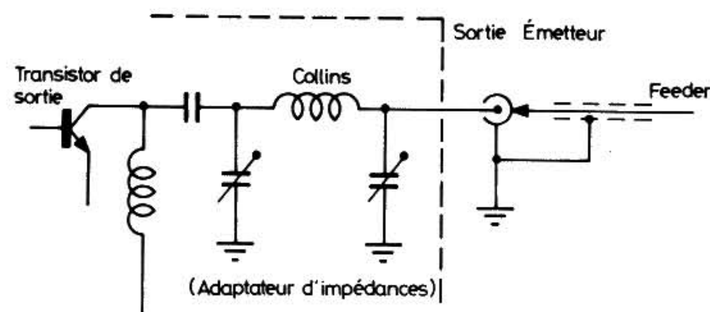


Fig. X-37. — Le filtre Collins assure une adaptation optimale des impédances de sortie d'émetteur au feeder d'alimentation de l'antenne.

Reste maintenant le second couplage (feeder-antenne) qui va nécessiter l'usage d'un appareil de mesure appelé TOS-mètre. Qu'est-ce que le TOS ? Le TOS (initiales de Taux d'Ondes Stationnaires) est le rapport entre l'énergie rayonnée par l'antenne (donc efficace) et l'énergie non-rayonnée par l'antenne et qui est renvoyée à l'émetteur (énergie perdue en pure perte). Dans le cas idéal, un TOS de 1 signifie que toute l'énergie délivrée par l'émetteur est réellement rayonnée par l'antenne et que cette dernière ne renvoie rien du tout à l'émetteur. Ceci correspond donc à un rendement de 100 %. C'est le cas idéal par excellence ! En fait, il n'en est jamais ainsi, et les meilleurs TOS que l'on puisse rencontrer se situent aux alentours de 1,05, ce qui correspond approximativement à une énergie rayonnée par l'antenne de 99 % de

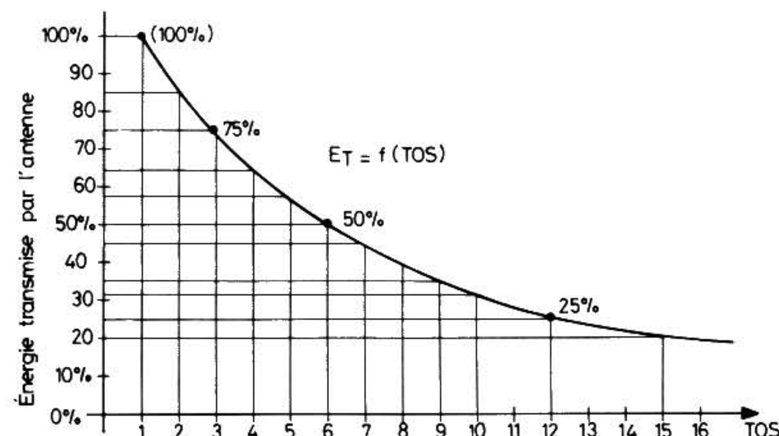


Fig. X-38. — Variations de l'énergie rayonnée par l'antenne en fonction du TOS.

l'énergie produite par l'émetteur, alors qu'un TOS de 1,2 correspond à un rendement de l'antenne de 97 % (3 % de perte) un TOS de 1,7 correspond à un rendement de 93 % (7 % de perte... etc.). Si l'on trace la courbe représentant les variations de l'énergie réellement rayonnée par l'antenne en fonction du TOS (voir fig. X-38) on trouve une courbe à l'allure d'hyperbole qui commence au point pour lequel le TOS = 1 et qui correspond à un rendement de 100 % et qui décroît jusqu'à 0 %, ce qui correspond à un TOS infini. Si l'on recherche quelques valeurs typiques, telles que : un rendement de 75 % correspond à un TOS de 3 environ, un rendement de 50 % à un TOS de 6 environ, un rendement de 25 % à un TOS de 12... etc. Et il ne faut surtout pas oublier que la différence entre les 100 % de l'énergie transmise par l'émetteur et le rendement effectivement rayonné par l'antenne est renvoyé à l'émetteur qui le transforme en chaleur en pure perte et le risque de détérioration de son étage final est d'autant plus grand que le TOS sera élevé ce qui signifie un rendement plus faible et un retour inutilisé plus élevé. On s'efforcera toujours de se rapprocher d'un TOS le plus voisin possible de l'unité. A titre indicatif, les mesures effectuées sur les deux antennes utilisées en mobile sur la station F3RJ-M ont donné des TOS de 1,01 pour l'une et de 1,05 pour l'autre ! Le rendement est dans ces deux cas excellent, et par voie de conséquence, l'efficacité accrue.

Pour mesurer ce TOS, il faut insérer un TOS-mètre entre la sortie de l'émetteur et l'antenne (fig. X-39). Cet appareil de mesure relativement simple se trouve aisément dans le commerce (tout particulièrement pour la bande 27 à 30 MHz) mais il n'est pas très difficile d'en réaliser un par soi-même. Un tel TOS-mètre (fig. X-40) comporte deux circuits, dont l'un possède une remise à zéro ou un réglage de maximum, afin d'établir la valeur de référence de mesure en « direct » et l'autre circuit donne la mesure du signal réfléchi. Par comparaison entre les deux lectures, sur le milliampèremètre on peut déterminer, par lecture directe le pourcentage de signal réfléchi par rapport au signal direct. L'erreur de mesure atteint facilement 5 %, mais cela n'est pas très grave, car on recherche en fait une lecture de signal de retour

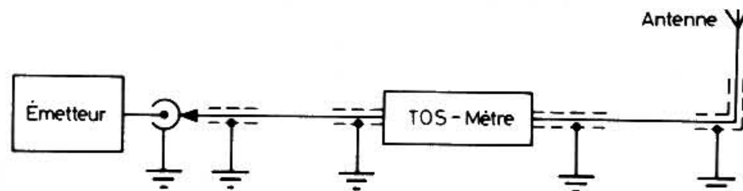


Fig. X-39. — Le TOS-mètre est placé entre l'émetteur et l'antenne.

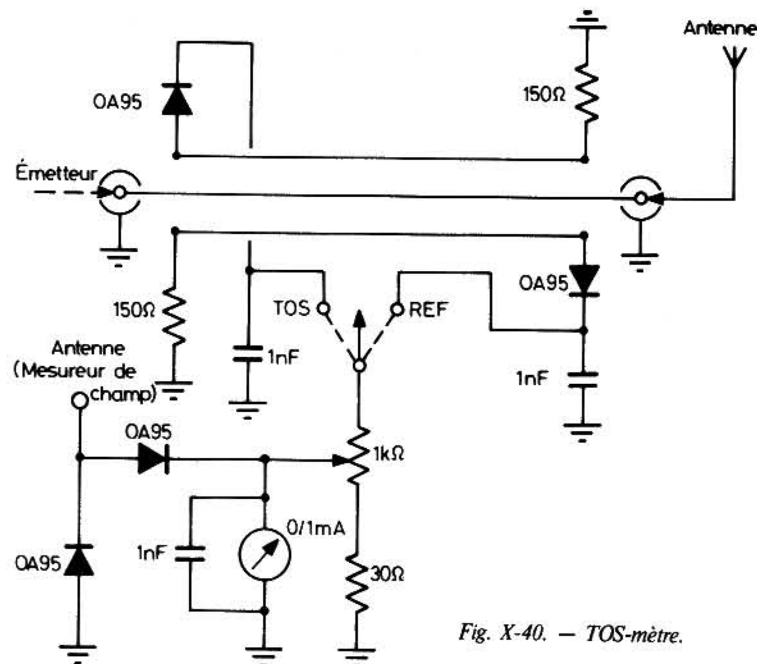


Fig. X-40. — TOS-mètre.

minimum, qui correspond au TOS minimal, donc au rendement effectif optimal. On procèdera donc de la manière suivante : on intercalera le TOS-mètre entre la sortie d'émetteur et l'antenne. On placera l'inverseur sur la position « direct » et on recherchera la déviation maximale de l'aiguille en dosant le curseur du potentiomètre de 1 kΩ de telle sorte que l'aiguille soit exactement à 100 % de l'échelle (ni avant, ni au-delà). On basculera alors l'inverseur sur la position « TOS » et l'on verra l'aiguille soit retomber complètement au zéro, si le TOS est égal à 1, ce qui est utopique (rendement de 100 % !) soit plus vraisemblablement sur une division intermédiaire entre le zéro (rendement de 100 %) et la déviation totale (rendement nul : TOS infini). On doit comprendre que la lecture effectuée sur la position TOS donne l'importance

du signal qui est renvoyé à l'émetteur par l'antenne, par rapport au signal direct qui est fourni par l'émetteur à l'antenne. L'appareil mesure donc bien ce rapport qui est la définition même du TOS. En ce qui concerne la réalisation proprement dite de cet appareil, il ne doit pas y avoir de gros problèmes. On prendra quatre diodes de type quelconque : des diodes au germanium type OA 95 ou autres, ou des diodes au silicium de type 1N914 ou similaire. Le milliampèremètre sera de préférence un appareil à cadre déviant totalement pour une intensité de 1 mA. Si l'appareil de mesure est moins sensible, on risquera de ne pas pouvoir obtenir une déviation totale de l'aiguille en lecture directe pour des émetteurs de faible puissance. Sur ce schéma, apparaît également une prise d'antenne pour mesureur de champ. En effet, lorsque cet appareil n'est pas utilisé en TOS-mètre, il peut être laissé à la station et servir de mesureur de champ passif avec une toute petite antenne télescopique la déviation de l'aiguille donnant une indication de la valeur du champ, indépendamment de sa fréquence, puisque cet appareil n'est pas sensible à la fréquence. Il pourrait, en théorie, fonctionner aussi bien sur 27 MHz que sur 145 MHz, mais les caractéristiques du boîtier de couplage que nous allons décrire maintenant, s'opposent généralement à un fonctionnement satisfaisant (et juste) sur des fréquences supérieures à 120 MHz. Pour réaliser un TOS-mètre VHF et UHF (il en existe, cela va sans dire) il faut soigner tout spécialement le boîtier de couplage et choisir avec soin les composants (diodes et capacités notamment). La réalisation du boîtier de couplage (fig. X-41) fait appel à trois conducteurs parallèles, séparés deux à deux par une distance de 2 mm environ. Le conducteur central (diamètre : 4 mm) est relié à chacune de ses extrémités à une prise coaxiale : une pour l'entrée, une pour la sortie. Le conducteur inférieur (diamètre 2 mm) alimente le circuit de référence : lecture en « direct » tandis que le conducteur supérieur (diamètre 2 mm) alimente le circuit de lecture de TOS. Deux pièces isolantes assurent le maintien mécanique (et solide) des trois conducteurs qui forment l'âme de cet appareil et un blindage efficace entoure complètement ce bloc, afin qu'il ne rayonne pas et que cela n'affecte pas l'impédance caractéristique du feeder d'alimentation de l'antenne. La présentation extérieure de ce TOS-mètre est celle d'un petit boîtier de dimensions modestes : 120 × 60 × 60 mm et son poids est d'environ 200 g. Lorsque l'on aura déterminé la valeur du TOS à partir de la mesure que nous venons d'exposer, il conviendra, si toutefois le TOS est trop élevé, de rechercher le moyen de la faire baisser. Dans la plupart des cas, et lorsqu'il s'agit d'antennes verticales (fouets ou autres) il suffit de modifier par petites touches la longueur de l'élément supérieur. S'il s'agit par exemple, d'antennes verticales montées sur un véhicule, il suffira de couper disons un centimètre du fouet (ou de l'enfoncer un peu, s'il s'agit d'une antenne télescopique) et de mesurer à nouveau le TOS. S'il est encore trop élevé, on diminuera à nouveau la longueur de l'antenne et ainsi de suite jusqu'à obtention du meilleur TOS possible. Mais il faudra faire attention à ne pas couper trop vite ce que l'on estime être superflu, car la courbe de résonance d'une antenne est parfois très pointue, et à quelques millimètres près, on passe d'un mauvais TOS à un TOS excellent ! Il est préférable d'y aller par deux ou trois millimètres à chaque fois, pour ne pas avoir à regretter d'avoir eu le coup de cisaille trop rapide ! Généralement, les antennes du commerce, sont prévues pour disposer d'une réserve de quelques centimètres, logés dans l'embase (ou dans la fixation du fouet, lorsque la coupe a dépassé la valeur du TOS optimal. La mise au point des antennes horizontales se fera de la même manière en jouant sur la longueur des éléments, qu'ils soient en fil ou en tube.

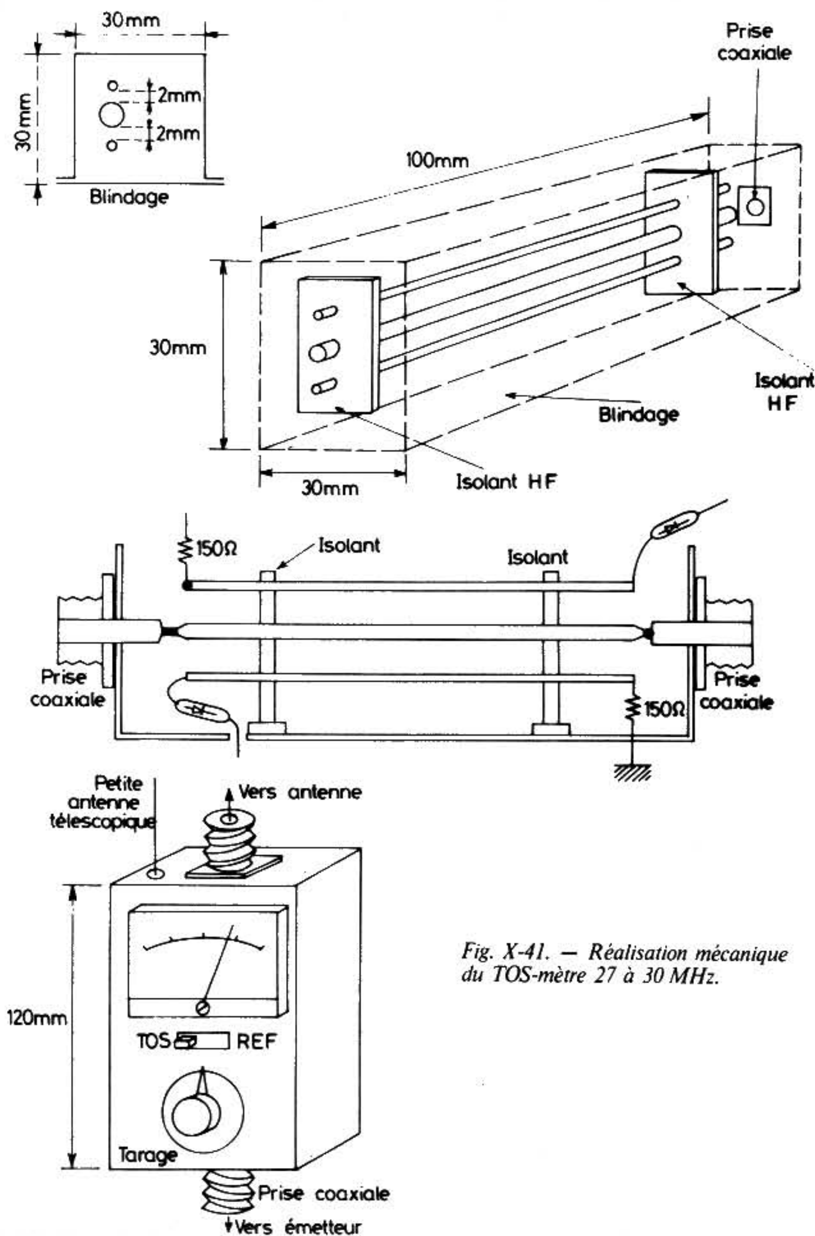


Fig. X-41. — Réalisation mécanique du TOS-mètre 27 à 30 MHz.

Avant de mettre le point final à ce chapitre consacré aux antennes, nous ne saurions trop recommander à nos amis lecteurs d'apporter la plus grande attention au problème des antennes, car en elles, résident les performances de toute installation de radiocommunications et s'il est évident que l'émetteur et le récepteur conditionnent les résultats que l'on souhaite obtenir, l'antenne est l'élément primordial qui impose catégoriquement une limite aux performances attendues, si elle a été un tant soit peu négligée. L'antenne est la meilleure et la pire des amies, qui est trop souvent méconnue et qui se venge tout comme une maîtresse délaissée !

CHAPITRE XI

QUELQUES APPAREILS DE MESURE INDISPENSABLES A L'AMATEUR

Quelle que soit la technicité d'un amateur de radio, il lui est indispensable de disposer de certains moyens de mesure et de contrôle qui lui permettront de s'assurer de la qualité des composants utilisés et du bon fonctionnement des circuits sur lesquels il fonde ses espoirs.

Pour ne pas trop alourdir cet ouvrage, nous avons délibérément laissé de côté tous les appareils de mesures, tels que contrôleurs universels, générateurs BF et HF, transistor-mètres, oscilloscopes cathodiques, dont l'intérêt est évident mais qui nécessiteraient de longs développements. Par contre, nous avons choisi de présenter ici, et le plus succinctement possible, un certain nombre de petits montages, simples à réaliser et à peu de frais, et dont l'utilisation apporte les plus grands services, aussi bien pour la mise au point de récepteurs, d'émetteurs ou de circuits électroniques les plus divers.

En règle générale, ce sont des compléments aux appareils de mesures traditionnels que l'on rencontre fréquemment sur les rayons des laboratoires d'amateurs, mais ce pourra être, et notamment pour les débutants, d'excellents montages d'initiation et qui pourront bien souvent remplacer les appareils de mesures plus complets (et plus onéreux) tout en assurant de bons et loyaux services. Ce sont donc des moyens de contrôle ou de test, voire de mesure, simples à mettre en œuvre, peu onéreux à réaliser et d'un emploi très large. Nous proposons donc :

UN TESTEUR DE QUARTZ

Ce testeur de quartz est destiné à s'assurer de la bonne qualité (ou du mauvais fonctionnement) d'un quartz ; il peut en outre être utilisé comme générateur de fréquence fixe (imposée par celle du quartz) de faible puissance. Son schéma (fig. XI-1) est des plus simples. Il emploie un transistor NPN au silicium de type 2N708 (ou tout autre NPN de faible puissance) qui est monté en oscillateur Colpitts. Il fonctionne entre 1 et 100 MHz, c'est dire si la plage d'utilisation est vaste ! alimenté sous 9 V par une simple pile sèche, il se met à osciller dès la mise sous tension au moyen d'un bouton-poussoir. La tension HF est prélevée sur l'émetteur du 2N708 et appliquée à un circuit redresseur, doubleur de tension du type Schenkel qui comporte deux diodes (OA81 ou autre !). La tension redressée est appliquée à la base d'un transistor amplificateur de type BC107 qui est bloqué en l'absence d'oscillation mais qui devient conducteur dès qu'une tension positive est appliquée à sa base. Il sera donc

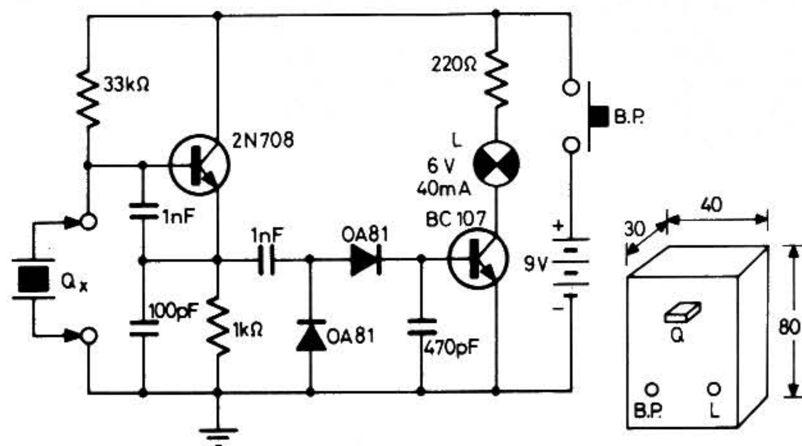


Fig. XI-1. — Testeur de quartz.

d'autant plus conducteur que le signal de commande sera lui-même plus fort, c'est-à-dire que le quartz sera meilleur. On pourrait intercaler un appareil de mesure (milliampèremètre) en série dans l'alimentation du collecteur du BC107, mais pour des raisons d'économie, nous l'avons remplacé par une petite ampoule de 6 V (40 mA). L'éclairement de la petite lampe sera proportionnelle à la qualité du quartz. Il n'y a pas de mise au point de ce dispositif qui fonctionne dès la dernière soudure achevée et son prix de revient est insignifiant. Sa présentation sous forme d'un très petit boîtier de dimensions : 80 × 40 × 30 mm et son poids de l'ordre de 200 g en font un appareil des plus maniables et qui aura sa place partout !

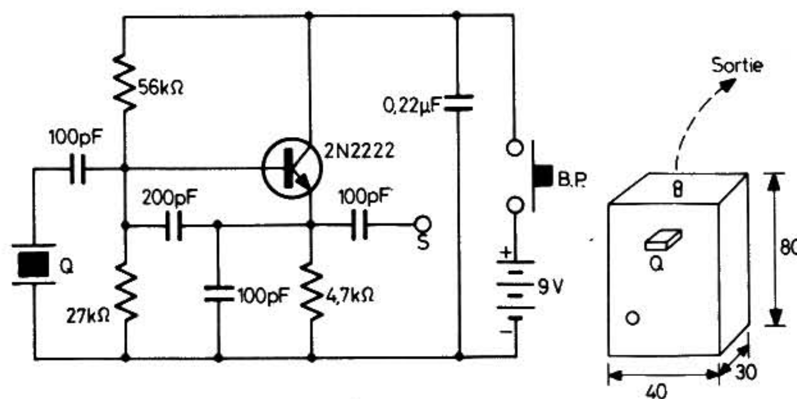


Fig. XI-2. — Marqueur à quartz.

UN GENERATEUR HF-MARQUEUR

Là encore, il s'agit d'un montage très élémentaire, mais des plus pratiques. Son schéma (fig. XI-2) montre un seul transistor au silicium 2N2222 ou similaire qui est monté en oscillateur à quartz et dont le signal de sortie est disponible sur une prise « S » ; c'est encore un oscillateur de type Colpitts alimenté sous 9 V, qui est assez proche du montage précédent. La présentation pourra être identique à la précédente et le boîtier de mêmes dimensions. La sortie pourra être connectée à une petite antenne (50 cm) ou branchée à l'entrée d'un récepteur au moyen d'un câble coaxial de longueur quelconque. La fréquence du quartz sera déterminée en fonction du besoin évoqué. Si l'on souhaite, par exemple déterminer les limites de bande, on prendra deux quartz, l'un donnant la fréquence limite inférieure et l'autre la fréquence limite supérieure. La plage de fonctionnement de ce petit marqueur sera également très étendue : de 1 à 100 MHz et plus !

UNE ANTENNE FICTIVE NON RAYONNANTE

Elément à la fois très simple, mais imposé par la réglementation, l'antenne fictive non rayonnante sert à la mise au point d'un émetteur en remplaçant l'antenne normalement prévue par une antenne qui doit présenter les mêmes caractéristiques mais sans rayonner le moins du monde, pour ne pas perturber inutilement le spectre radioélectrique. Une antenne fictive est généralement caractérisée par une impédance de 50 Ω et sa puissance doit être calculée pour pouvoir dissiper toute la puissance délivrée en sortie d'émetteur. Une antenne fictive pourra être constituée par une simple résistance au carbone de 50 Ω ou par une ampoule d'éclairage, mais comme l'impédance de cette dernière n'est pas forcément de 50 Ω, on préfère généralement utiliser des résistances au carbone en montage série-parallèle (fig. XI-3) de

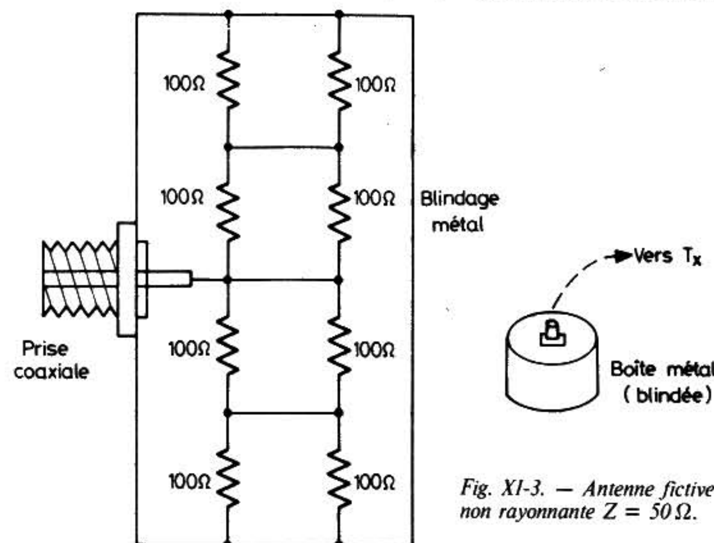


Fig. XI-3. — Antenne fictive non rayonnante Z = 50 Ω.

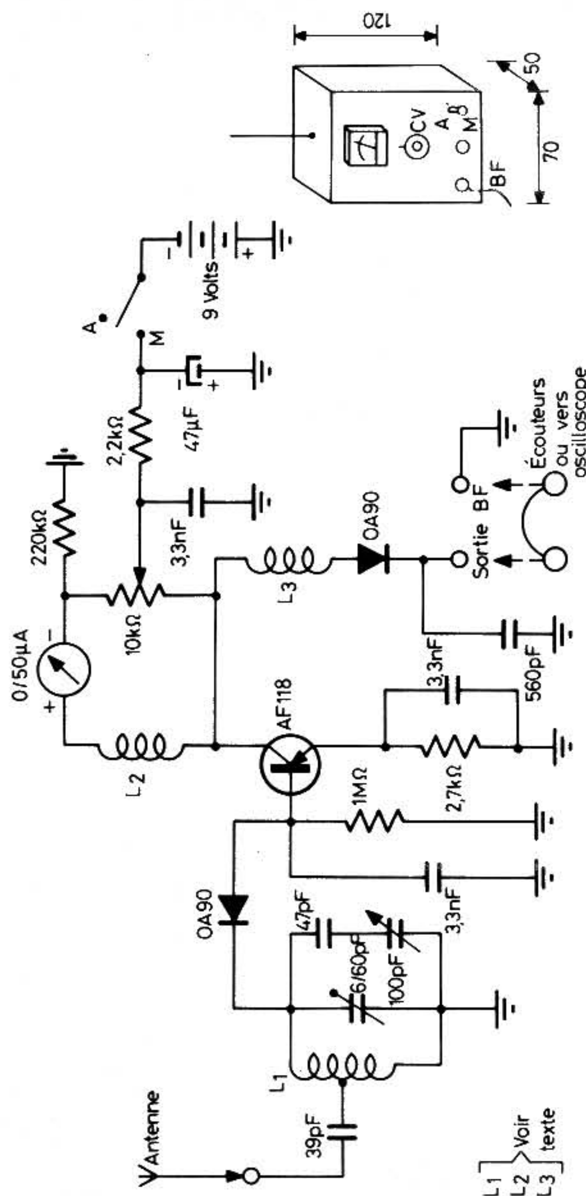


Fig. XI-4. — Mesureur de champ 27 à 30 MHz.

telle sorte que l'impédance globale de l'ensemble soit égale à 50 Ω et que la puissance admissible soit relativement élevée. A titre indicatif, si l'on emploie 8 résistances de 100 Ω chacune montées en série-parallèle, comme le montre la figure XI-3, l'impédance vue de l'entrée sera bien de 50 Ω et la puissance admissible sera fonction de la puissance individuelle des résistances utilisées. En prenant des modèles 2 W, ce qui est assez courant, on pourra considérer cette charge comme pouvant accepter environ : 8 W. La réalisation en est très facile et l'on pourra utiliser une boîte métallique sur laquelle on placera la prise coaxiale et le câblage des résistances sera identique à ce que montre le croquis. L'emploi d'une boîte de métal est nécessaire pour assurer à cette charge un effet non rayonnant.

Pour des puissances plus élevées, on remplacera les résistances de 2 W par des résistances (non bobinées si possible) de 10 W, voire davantage. Dans certains cas, il est même recommandé de ventiler l'antenne fictive, car elle transforme en chaleur toute l'énergie délivrée par l'émetteur et si les essais durent un certain temps, l'échauffement de la charge se fait sentir et une ventilation peut devenir nécessaire.

UN MESUREUR DE CHAMP 27 MHZ

Ce mesureur de champ a été spécialement conçu pour la bande 27 MHz (et pour le 28/30 MHz proche) et s'il est très facile à réaliser, il permet non seulement de faire une mesure du champ rayonné, mais aussi d'écouter sur casque ou de visualiser sur un oscilloscope cathodique la qualité de l'émission considérée. Son schéma (fig. XI-4) montre l'emploi d'un seul transistor au germanium AF118 et de deux diodes OA90. On pourra très bien remplacer ces composants déjà anciens, par des équivalents plus récents, mais les fonds de tiroir, qui sont souvent généreux, recèlent fréquemment ces types de composants ! Un microampèremètre de déviation totale 50 µA si possible servira d'élément de mesure. Alimenté sous 9 V (le + étant à la masse) ce circuit mesureur de champ comporte tout d'abord un étage d'entrée avec le bobinage L_1 à fort coefficient de surtension, suivi d'une détection par diode qui délivre une composante continue qui débloque le transistor et ceci d'autant plus que le signal HF appliqué à l'entrée sera lui aussi plus élevé. Le courant collecteur du transistor sera donc proportionnel à l'importance de la tension de déblocage, c'est-à-dire à l'amplitude du signal HF reçu. Un dispositif en pont avec un galvanomètre permet de mesurer cette amplitude et le potentiomètre de 10 kΩ assure le tarage du zéro du microampèremètre, lorsque l'antenne est court-circuitée ; cela évite le petit courant résiduel du transistor, dû au bruit de fond et non pas au signal incident. La mesure sera ainsi plus claire et plus nette. Pour « faire le zéro » on court-circuitera l'entrée de l'appareil avec la masse et l'on jouera sur le curseur du potentiomètre de telle sorte que l'aiguille soit au zéro. Il suffira ensuite de replacer la petite antenne (un simple fouet de 50 cm) sur l'entrée de l'appareil et s'il y a un certain champ HF aux alentours, l'aiguille déviera d'autant plus que ce dernier sera plus élevé. Si l'on veut contrôler la qualité de la modulation, il suffira de brancher des écouteurs à la sortie BF et si l'on préfère contrôler la modulation sur un écran d'oscilloscope, on branchera cette sortie BF à l'entrée de l'oscilloscope au moyen d'un câble blindé. Les trois bobines auront respectivement : L_1 : 9 spires de fil émaillé de 10/10 mm bobinées sur un mandrin de diamètre 14 mm et le bobinage occupera une longueur de 20 mm.

L_2 : self de choc HF (type SC23 de Vidéon).

L_3 : self de choc : 30 spires de fil émaillé 5/10 mm bobinées à spires jointives sur un mandrin de diamètre 5 mm.

Le coffret utilisé pour la réalisation de mesureur de champ pourra être de petites dimensions : 120 × 70 × 50 mm pile comprise, mais ces dimensions n'ont rien d'impératif.

UN DIP-METRE SIMPLE ET EFFICACE

Appelé autrefois « grid-dip » au temps des tubes, cet appareil se nomme maintenant « dip-mètre » et son rôle est de vérifier la fréquence de résonance de circuits accordés à self et capacité, alors qu'ils ne sont pas encore montés dans un circuit définitif. Il s'agit en fait d'un montage oscillateur HF dont l'intensité de repos varie brutalement lorsqu'un couplage intervient à la même fréquence. Le schéma (fig. XI-5) utilise un transistor FET monté en oscillateur et le courant de repos est mesuré par un microampèremètre de déviation totale 50 μA. La fréquence de travail de

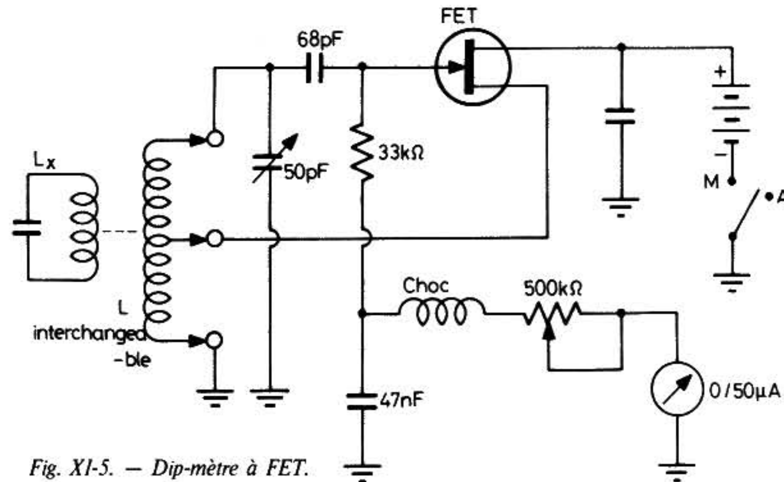


Fig. XI-5. — Dip-mètre à FET.

l'appareil est fixée par la bobine utilisée et par le condensateur variable monté en parallèle. Si l'on approche de la bobine L, une bobine quelconque et si l'on recherche la fréquence de résonance de cette dernière, il suffira de balayer doucement la gamme de fréquence en tournant lentement l'axe du CV et lorsque la fréquence de l'appareil coïncidera avec celle de la bobine inconnue, nous verrons une brutale variation du courant d'alimentation de l'oscillateur ; cette variation sera d'autant plus brutale que :

1° nous serons sur la fréquence fondamentale de la bobine inconnue ;

2° si l'on est sur une harmonique, que celle-ci sera de rang moins élevé ;

3° que le coefficient de surtension de la bobine inconnue sera lui-même meilleur.

On pourra ainsi rechercher la fréquence fondamentale d'une bobine inconnue, ainsi que la valeur relative des différentes harmoniques, ce qui est bien le but recherché. La figure XI-6 représente très sommairement les variations de cette intensité en fonction de la fréquence lorsque l'on passe successivement sur la fondamentale, puis sur les harmoniques de la bobine « X ».

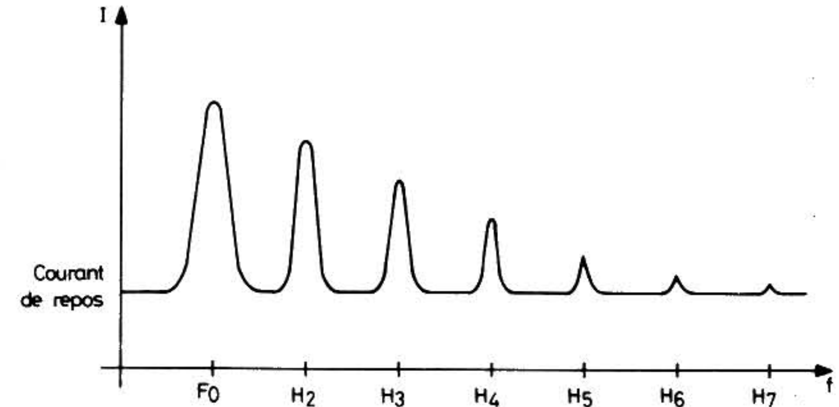


Fig. XI-6. — Variations du courant de repos avec le rang des harmoniques.

Ce graphique montre une décroissance régulière du courant de repos du FET au fur et à mesure que le rang des harmoniques augmente, mais en fait, ce n'est pas forcément toujours le cas et il existe des harmoniques qui sont privilégiées par rapport à d'autres et il se peut, par exemple, que l'harmonique n° 7 soit plus importante que l'harmonique n° 5, mais généralement on retrouve l'allure que montre notre figure et la fondamentale est toujours caractérisée par la plus forte amplitude. Le couplage entre la bobine L du dip-mètre et la bobine inconnue pourra se faire, soit par approche (fig. XI-7 (a) soit par couplage au moyen d'une ligne de couplage à basse impédance (b).

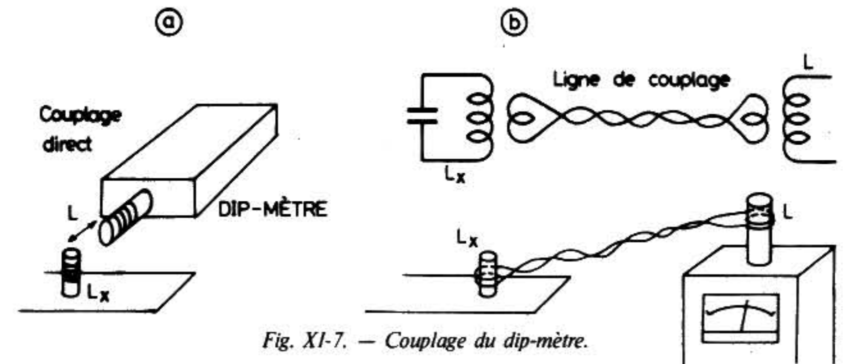


Fig. XI-7. — Couplage du dip-mètre.

Le transistor FET utilisé aura son importance, car si l'on souhaite monter haut en fréquence (150 MHz), il faudra choisir un très bon FET (un 2N5398, ou un 2N5486), mais si l'on ne souhaite pas dépasser les 50 MHz, voire les 95 MHz, un TIS34 ou un TIS88, voire un MPF102 conviendront très bien. On peut aussi employer un 2N4416 avec de très bons résultats.

Puisque la bobine principale du dip-mètre est interchangeable, nous donnons ci-dessous les caractéristiques de chaque bobine pour chaque bande couverte :

N° 1 : de 1,8 à 3,8 MHz : 82 spires de fil émaillé de 4/10 mm bobinées sur un mandrin de diamètre 32 mm et sur une longueur d'enroulement de 40 mm avec une prise à la 12ᵉ spire à partir de la masse.

N° 2 : de 3,6 à 7,3 MHz : 29 spires de fil émaillé de 4/10 mm bobinées sur un mandrin de diamètre 32 mm et sur une longueur d'enroulement de 15 mm avec une prise à la 5ᵉ spire à partir de la masse.

N° 3 : de 7,3 à 14,4 MHz : 18 spires de fil émaillé de 6/10 mm bobinées sur un mandrin de diamètre 25 mm avec une longueur d'enroulement de 19 mm et une prise à la 3ᵉ spire à partir de la masse.

N° 4 : de 14,4 à 32 MHz : 7 spires de fil émaillé de 6/10 mm bobinées sur un mandrin de 25 mm avec un enroulement de 13 mm de longueur et une prise à la 2ᵉ spire à partir de la masse.

N° 5 : de 29 à 64 MHz : 3 1/2 spires de fil étamé de 10/10 mm bobinées sur un mandrin de diamètre 25 mm et sur 19 mm de long avec une prise à la 1ʳᵉ spire à partir de la masse.

N° 6 : de 61 à 150 MHz : une demi-spire avec prise à 51 mm (voir croquis XI-8).

On voit que ces six bandes couvertes par le dip-mètre se chevauchent à chaque extrémité et c'est bien ainsi, car cela évite des « trous » dans les bandes de fréquences et cela permet de corriger d'éventuelles erreurs de lecture lorsque l'appareil fonc-

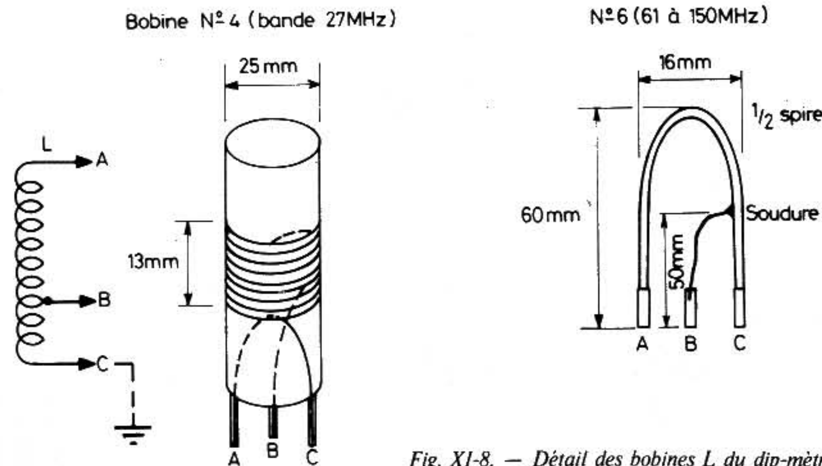


Fig. XI-8. — Détail des bobines L du dip-mètre.

tionne en extrémité de bande. On peut ainsi comparer en utilisant successivement la bande haute d'une bobine et la bande basse de la bobine suivante.

Si l'on veut effectuer un étalonnage de qualité il sera bon de comparer les fréquences de ce dip-mètre aux fréquences affichées par un compteur digital. Une fois cet étalonnage préalable effectué, il n'est plus besoin d'y revenir, si du moins les composants sont de bonne qualité, les selfs L bien fixes (vernies pour que les spires ne bougent pas) et le CV de 50 pF monté sans trop de jeu avec une commande mécanique soignée. Le dip-mètre est l'un des instruments les plus indispensables lorsque l'on veut réaliser des montages radioélectriques car c'est le seul moyen vraiment sérieux pour contrôler la fréquence de bobinages en cours de construction.

CONTROLEUR HF ET CONTROLEUR DE MODULATION

Ce petit montage extrêmement simplifié (fig. XI-9) permet de contrôler le réglage de l'étage final d'un émetteur quelle que soit sa fréquence de trafic ainsi que le niveau de la modulation (en AM ou en CW). Dans ce cas, l'aiguille du microampèremètre monte très nettement dans les pointes de modulation et ceci d'autant plus que la modulation est énergique ou non. Il permet de s'assurer de la qualité intrinsèque de la modulation, soit à partir d'une écoute sur casque, soit par un oscilloscope excité à partir de la sortie BF. Il reste entendu que ce dispositif ne décode ni la FM ni la BLU, mais en 27 MHz et en AM, cela marche parfaitement et présente bien des avantages. Son impédance d'entrée, qui est supérieure à 1000 Ω, ne risque pas d'amortir le circuit de sortie d'antenne (en 50 Ω généralement) sur lequel il est placé en dérivation. Un potentiomètre de 500 kΩ monté en résistance variable permet de doser l'amplitude des déviations du microampèremètre en fonction de sa sensibilité propre et du niveau HF délivré par l'émetteur. Ce système qui n'est pas récent équipait déjà l'émetteur décamétrique de F3RJ en 1957 !

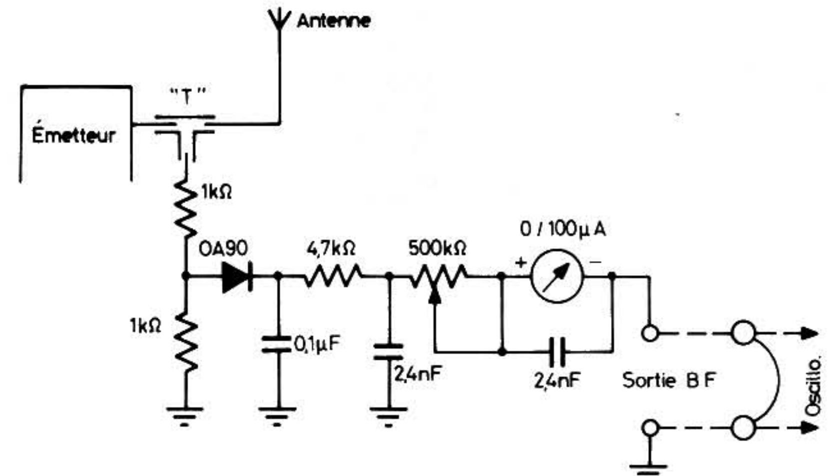


Fig. XI-9. — Contrôleur de modulation et de HF.

UN OSCILLATEUR POUR LA LECTURE AU SON

Pour s'initier à la lecture au son (c'est-à-dire au morse) il est bon de disposer d'un petit générateur délivrant un signal de l'ordre de 400 Hz qui sera découpé par un manipulateur et que l'on utilisera pour apprendre la télégraphie et améliorer sa cadence de lecture au son. Ce montage également très simple (fig. XI-10) utilise deux transistors qui pourront être aussi bien des PNP que des NPN et leur type importe peu. On pourra très bien prendre des composants de récupération tels que des OC72 ou des AC132 ou des NPN, mais dans ce cas, il faudra inverser la polarité de la pile qui pourra avoir de 1,5 V à 9 V ! Et le signal est très puissant il pourra servir à l'entraînement à plusieurs : l'un manipulant et tous les autres copiant à la lecture au son, le petit HP étant suffisant pour une écoute dans une pièce, même bruyante.

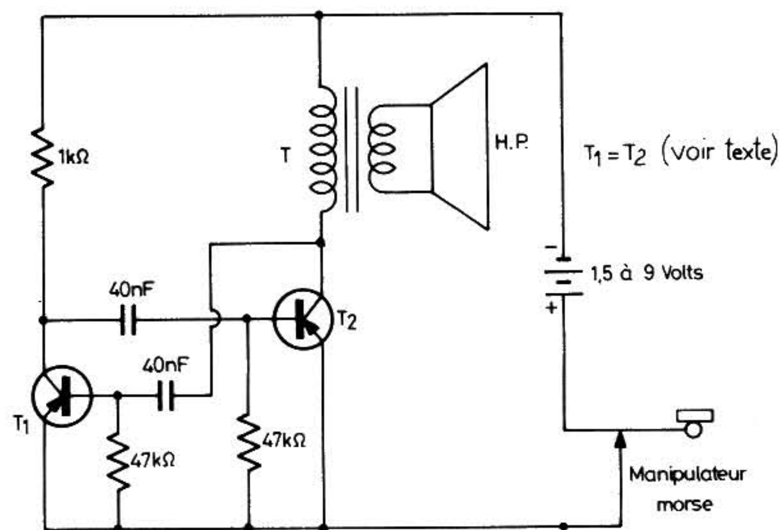
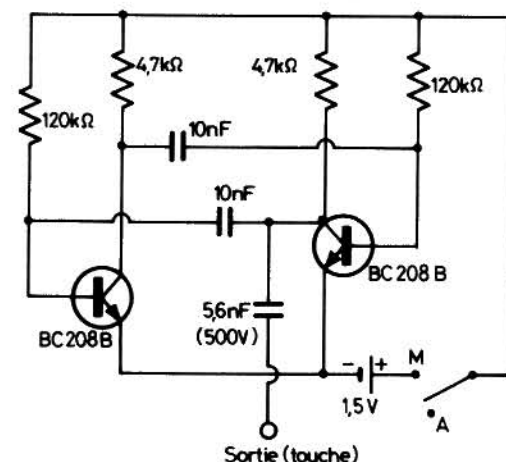


Fig. XI-10. — Oscillateur pour la lecture au son.

UN INJECTEUR DE SIGNAUX

Présenté sous forme d'une sonde, munie d'une pointe de touche, d'un cordon de mise à la masse, cet injecteur de signaux (fig. XI-11) possède son alimentation incorporée, sous forme d'une petite pile sèche de 1,5 V. Il s'agit surtout d'un générateur BF délivrant un signal de sortie sur une fréquence d'environ 500 Hz, mais dont le très grand nombre d'harmoniques couvrent jusqu'à 30 MHz. La tension de sortie est de 1 V crête à crête et la tension sous laquelle un point d'un circuit peut être appliquée à la sonde est de 500 V courant continu. Son schéma utilise deux transistors NPN de type BC208 B montés en multivibrateur astable qui délivrent des



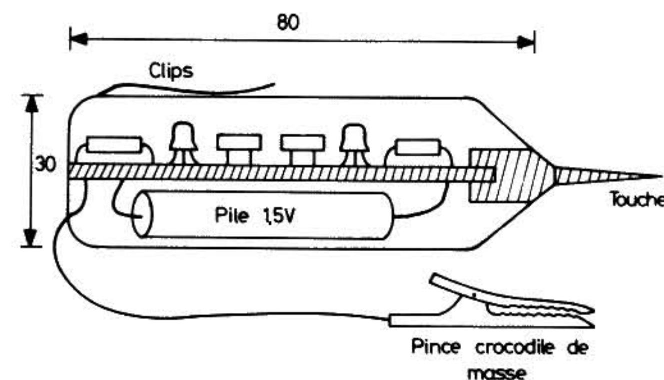
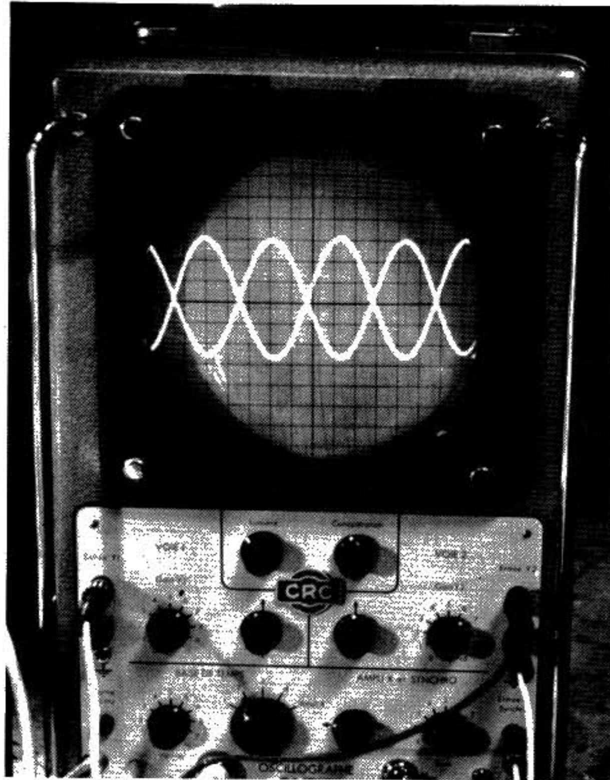


Fig. XI-11. — Injecteur de signaux BF-HF.

signaux carrés, donc générateurs à leur tour de très nombreuses harmoniques (voir la décomposition d'un signal carré d'après la série de Fourier). Le signal de sortie est prélevé sur le collecteur du second BC208 B à travers une capacité de 5,6 nF isolée à 500 V CC au moins.

Cet injecteur de signaux BF et HF, est un instrument des plus utiles pour la localisation des pannes dans les récepteurs ou les chaînes d'amplification BF. Il aide à localiser dans les meilleurs délais l'étage défectueux depuis la sortie haut-parleur jusqu'à la prise d'entrée, et nous ne saurions trop le recommander à nos amis lecteurs, bricoleurs et dépanneurs ! Présenté sous forme d'un gros stylo avec une agrafe pour le placer dans la poche, il mesure environ 80 mm de longueur et son diamètre est de 30 mm. Il est donc très maniable.



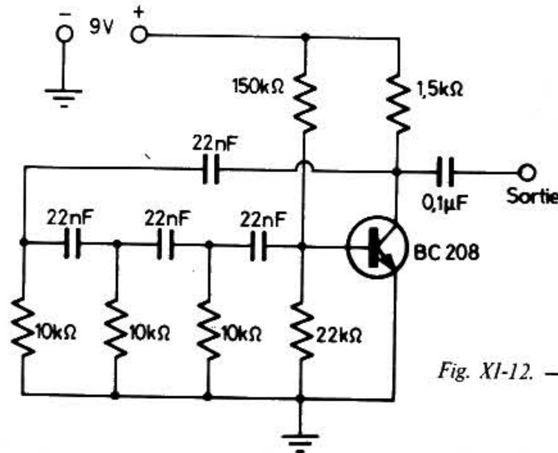


Fig. XI-12. — Générateur BF 1000 Hz.

UN GENERATEUR BF DE 1000 HZ

Ce mini générateur délivre un signal BF dont la fréquence est fixée une fois pour toutes aux environs de 1000 Hz. Ce ne sera pas obligatoirement du 1000 Hz avec précision, compte tenu de la précision (à 20 % près) des composants utilisés.

Un seul transistor NPN de type BC208 ou autre (cela a peu d'importance) est utilisé. Il est monté en oscillateur BF à trois cellules RC de mise en phase. Chaque cellule assure un déphasage de 60° de telle sorte que la mise en phase est effectuée avec 3 × 60° soit 180° et comme le transistor offre un déphasage de 180° entre collecteur et base, on retrouve 180° + 180° = 360° et la mise en phase est assurée et le transistor oscille à la constante de temps définie par la valeur des résistances de 10 kΩ et des capacités de 22 nF, ce qui donne approximativement une fréquence de 10^3 soit 1 kHz. Le signal de sortie est prélevé sur le collecteur du transistor à travers une capacité de 0,1 µF et l'alimentation est assurée à partir d'une pile de 9 V (le — étant à la masse). La forme du signal ainsi généré est excellente. Elle est bien sinusoïdale et la photographie montre l'allure de ce signal de sortie appliqué à l'entrée d'un oscilloscope de laboratoire.

UN GENERATEUR BF A FREQUENCE VARIABLE

Alors que le montage précédent ne donnait qu'un signal à fréquence fixe (environ 1000 Hz), le générateur de la figure XI-13 permet de choisir la fréquence à l'intérieur

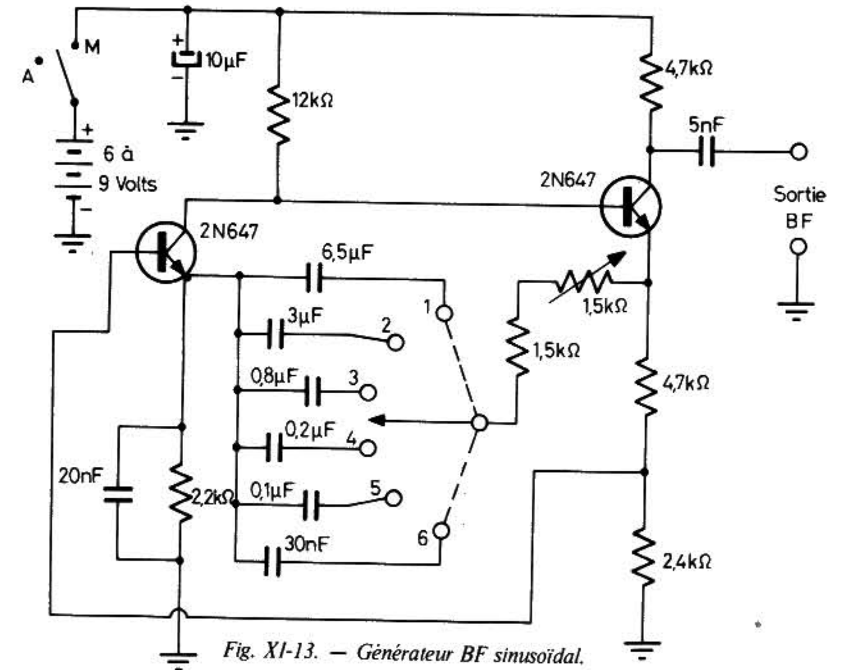


Fig. XI-13. — Générateur BF sinusoïdal.

de la gamme qui va de 150 Hz à 4000 Hz et ceci progressivement. Le schéma montre deux transistors NPN montés en pont de Wien avec un réseau parallèle et un réseau série. Pour pouvoir couvrir toute la gamme annoncée avec un oscillateur aussi simple, il nous faut commuter l'un des condensateurs et monter en série une résistance variable de telle sorte que chaque condensateur couvrira une petite plage de fréquence et que la résistance variable permettra de se déplacer à l'intérieur de cette gamme. Un commutateur à six positions découpera la gamme BF en six sous-gammes qui seront centrées respectivement sur : n° 1 : 200 Hz, n° 2 : 400 Hz, n° 3 : 800 Hz, n° 4 : 1500 Hz, n° 5 : 2000 Hz et n° 6 : 3000 Hz.

Ce générateur BF rendra de grands services aussi bien en Hi-Fi qu'en radio et sa réalisation ne pose guère de difficulté. En ce qui concerne le choix des transistors, on pourra, là encore utiliser des composants NPN ou PNP (en inversant la polarité de la pile d'alimentation) mais le 2N647 fonctionne à merveille !

UN GENERATEUR DE SIGNAUX TRIANGULAIRES

Il est parfois intéressant de disposer de signaux triangulaires qui sont également riches en harmoniques. Le violon délivre de tels signaux mais si l'on veut les générer électroniquement, on peut faire appel aux transistors unijonctions. Un exemple (fig. XI-14) facile à expérimenter utilise un 2N4894 de Texas. Le signal de sortie prélevé à travers une capacité de liaison est appelé « en dents de scie » et sa tonalité est celle du violon !

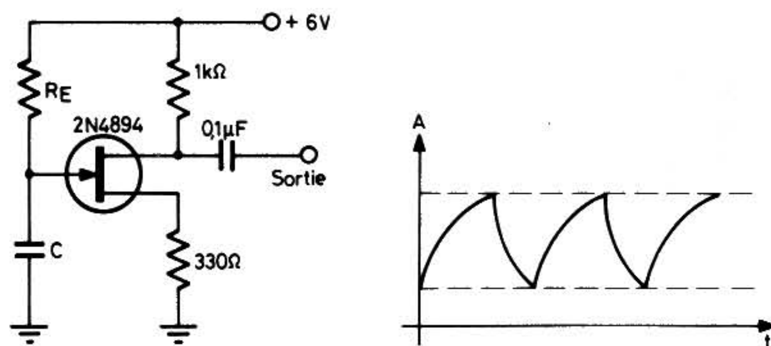


Fig. XI-14. — Générateur de signaux en dents de scie avec un UJT.

Nous espérons que ces quelques montages destinés au contrôle des circuits et des fonctions constitueront un complément intéressant aux différents équipements que nous avons énumérés tout au long de cet ouvrage et que nos amis lecteurs pourront y puiser des idées originales qu'ils développeront par eux-mêmes à leur tour. Et c'est bien le vœu que nous formulons ici.

CHAPITRE XII

GUIDE SIMPLIFIE DU TRAFIC

Plus spécialement destiné aux radioamateurs ou à ceux qui voudraient le devenir, ce petit guide simplifié du trafic radio peut également s'appliquer à tous ceux qui pratiquent le 27 MHz et nous souhaitons que ce formulaire que nous avons voulu condensé leur soit d'une certaine utilité.

En règle générale, il faut insister sur le fait que l'on doit limiter la durée des émissions et qu'il est préférable de reprendre plus souvent la parole, plutôt que de la garder pendant un quart d'heure, voire d'avantage ! C'est, en outre, faire preuve de courtoisie envers les autres stations qui vous écoutent et qui attendent la fin de votre message pour se signaler. Il est donc très vivement conseillé, toujours par courtoisie, de ne pas reprendre immédiatement le micro, mais de laisser quelques secondes (c'est-à-dire un « blanc ») pour leur permettre de signaler leur présence. Les émissions seront donc courtes, concises et nettes et l'annonce systématique de votre indicatif au début et à la fin de chaque message. Des reports sérieux et évitez les reports de complaisance qui n'apportent rien ! Ils ne servent qu'à fausser les idées des correspondants ou des stations d'écoute ; la qualité technique de votre émission fera honneur à votre station et à votre indicatif ! Une qualité technique signifie : stabilité en fréquence un taux de modulation correct, pas de ronflement et une certaine sûreté dans l'exploitation de sa station ainsi que dans le texte annoncé au micro ; évitons les redondances, les HEU... HEU... HEU... les DISONS... DISONS, etc.

De plus, la tenue du carnet de trafic est obligatoire et impose d'y reporter, pour chaque liaison (ou QSO) : la date ; l'heure GMT du début et de la fin du QSO ; la fréquence utilisée ; l'indicatif du ou des correspondants ; le report du correspondant et son propre report chez lui ; des observations éventuelles : le prénom, le lieu, etc, s'il désire votre carte QSL ou si vous demandez la sienne.

Afin d'éviter autant que faire se peut les ambiguïtés en matière de reports, il a été défini un code international qui fixe le niveau de la porteuse reçue, la compréhension de la modulation et s'il s'agit de télégraphie, la tonalité du signal CW.

Ce code est défini comme suit :

Le QRK qui va de 0 à 5, signifie :QRK de 0 : on ne soupçonne même pas la porteuse !

QRK de 1 : la porteuse est à peine perceptible.
QRK de 2 : la porteuse est faible.
QRK de 3 : la porteuse est moyenne.
QRK de 4 : la porteuse est bonne.
QRK de 5 : la porteuse est excellente.

Le « S » qui va de 0 à 9, signifie :

S0 : on ne le soupçonne même pas.
S1 : le signal est trop faible.
S2 : le signal est très faible, mais compréhensible tout de même.
S3 : le signal est faible, mais compréhensible.
S4 : le signal est médiocre mais compréhensible à 100 %.
S5 : le signal est moyen mais la compréhensibilité est totale.
S6 : le signal est bon et la compréhensibilité totale.
S7 : le signal est assez fort et la compréhensibilité correcte.
S8 : le signal est fort et la compréhensibilité excellente.
S9 : le signal est très fort et la compréhensibilité parfaite.

Au-delà de S9, on définit des niveaux additifs en dB, par exemple S9 + 20 dB ; S9 + 40 dB, etc.

A noter que cette numération de S0 à S9 n'a pas été définie au hasard mais entre chaque valeur de S, il y a un gain de 6 dB, ce qui signifie que S3 = S2 + 6 dB ; S4 = S3 + 6 dB, etc., il s'ensuit que S9 est de 48 dB supérieur à S1 ; les S-mètres des récepteurs sont donc gradués de S0 à S9 et au-delà de S9 ce sont des repères de 5 dB en 5 dB, ou de 10 dB en 10 dB.

Un report typique sera ainsi passé : « je vous reçois 59 » signifie : la porteuse est excellente (à cause du 5) et le signal est très fort et la compréhensibilité parfaite (à cause du 9).

Par contre un report de 43 signifie : la porteuse est bonne (4) mais le signal reste faible, mais tout de même compréhensible (3).

Il existe en outre, deux échelles de mesure des effets nuisibles pour les brouillages industriels (QRM), à savoir :

QRM 1 : brouillage néant.
QRM 2 : brouillage faible.
QRM 3 : brouillage modéré.
QRM 4 : fort brouillage.
QRM 5 : très fort brouillage.

et de même pour le brouillage d'origine atmosphérique (QRN).

QRN 1 : brouillage atmosphérique néant.
QRN 2 : brouillage atmosphérique faible.
QRN 3 : brouillage atmosphérique modéré.
QRN 4 : fort brouillage atmosphérique.
QRN 5 : très fort brouillage atmosphérique.

Extrait du code « Q » international :

QSO : liaison bi-latérale entre plusieurs stations.
QRA : lieu où se trouve la station.
QTH : coordonnées géographiques de la station.
QSY : se déplacer (changer de lieu ou de fréquence).
QRM : brouillage industriel.
QRN : brouillage atmosphérique.

QRO : gros, élevé, fort, important.
QRP : petit, faible.
QRT : arrêter tout, stopper ses émissions.
QSL : confirmation, confirmation de QSO, carte de confirmation.
QRK : niveau de réception du signal du correspondant.
QRV : être prêt.
QRX : attendre.
QRZ : être appelé par une autre station.
QSA : compréhensibilité des signaux reçus.
QSB : fading, évanouissement du signal.
QSJ : prix de quelque chose.
QRG : fréquence de trafic.
QSP : transmettre un message à quelqu'un.
QST : communication d'intérêt général.

Analogies

Les analogies officielles et internationales seront de préférence :

A : Alpha	N : November
B : Bravo	O : Oscar
C : Charlie	P : Papa
D : Delta	Q : Québec
E : Echo	R : Roméo
F : Fox-Trot	S : Sierra
G : Golf	T : Tango
H : Hôtel	U : Uniforme
I : India	V : Victor
J : Juliette	W : Whisky
K : Kilo	X : X-ray
L : Lima	Y : Yankee
M : Mike	Z : Zoulou

qui seront à utiliser de préférence à toute autre. C'est ainsi que l'on dira pour F3RJ : Fox-Trot Trois Roméo Juliette ! On ne l'invente pas !

Tableaux de dB

Pour conclure ce chapitre, et comme il a été bien souvent question de décibels (dB), nous voulons rappeler que le dB qui est le dixième du Bel, est un rapport logarithmique, ce qui implique une progression qui n'est pas linéaire et que nous résumons dans le tableau ci-dessous :

Décibels	Nombre de fois dont U ou I a augmenté ou diminué	Nombre de fois dont la puissance a augmenté ou diminué	Puissance correspondante en watts s'il s'agit de dB-niveau 0,006 W = 0 dB
60	1 000	1 000 000	6 000
50	316,228	100 000	600
40	100	10 000	60
32	39,82	1585	9,51
30	31,6228	1 000	6
20	10	100	0,6
16	6,31	39,82	0,23892
12,0412	4	16	0,096
10	3,16228	10	0,060
9,208014	2,887	8,31	0,050 { niveau de sortie BF référence
9	2,819	7,944	0,47664
8	2,512	6,310	0,037860
7	2,239	5,012	0,030072
6	1,996	3,982	0,023892
5	1,779	3,163	0,018978
4	1,585	2,512	0,015072
3	1,413	1,996	0,011976
2	1,259	1,585	0,009510
1	1,123	1,259	0,007554
0	1	1	0,006 BASE
− 10	0,316228	0,1	0,0006
− 20	0,1	0,01	0,00006
− 30	0,0316228	0,001	0,000006
− 40	0,01	0,0001	0,0000006
− 50	0,000316228	0,00001	0,00000006
− 60	0,001	0,000001	0,000000006

D'où il ressort clairement qu'un gain de 60 dB apporte une augmentation de 1000 fois en tension ou en intensité, mais de un million de fois en puissance ! Un

écart de 6 dB correspond à une augmentation de tension ou d'intensité de près de deux fois, mais correspond à une augmentation de puissance de près de quatre fois.

Un signal reçu S9 sera donc environ 300 fois plus fort en tension qu'un signal reçu S1, puisque la différence entre S1 et S9 est de 48 dB, la puissance contenue dans le signal S9 sera 90 000 fois supérieure à la puissance contenue dans le signal S1... etc.

Expressions courantes

Des expressions très couramment utilisées seront :

CQ : appel général.
AR : fin de texte (en télégraphie).
AS : attente.
SN : compris.
K : à vous de transmettre.
VA : fin de transmission.
73 : amitiés.
88 : baisers, tendresses.
151 : 73 + 88 : amitiés pour vous et baisers à votre épouse.
DX : liaison à très grande distance.
OM : radioamateur.
YL : jeune fille.
XYL : épouse de l'opérateur.
BCL : récepteur de radiodiffusion.
Bug : manipulateur Vibroplex.
Call : indicatif d'appel.
Cuagn : vous retrouver.
CW : télégraphie (morse).
FB : très bien.
GMT : heure du méridien de Greenwich.
Ham : radioamateur (= OM)
HI : et de rire ! c'est risible.
Key : manipulateur morse.
Mayday : SOS (message de détresse).
Mike : microphone.
OK : tout est bien.
RAC : ronflement dû au courant alternatif redressé.
RX : récepteur.
Roger : message bien reçu.
RST : report de réception.
RTTY : radiotélétype.
Shack : pièce où se trouve la station.
Sked : liaison régulière.
SW : ondes courtes.
SWL : amateur qui écoute les ondes courtes.
Ten : bande 10 mètres.
Test : essai.
TU : temps universel = GMT.
TV : télévision.
TVI : brouillages provoqués dans les bandes de télévision.
TX : émetteur.
UHF : Ultra Haute Fréquence (400 MHz).
VHF : Très Haute Fréquence (150 MHz).
WX : les conditions météorologiques.

CONCLUSION

En écrivant cet ouvrage, nous avons recherché avant tout à rendre facilement accessible à la grande majorité de nos amis lecteurs, non seulement la compréhension des matériels qu'ils peuvent trouver dans le commerce, mais également la connaissance des circuits de base, afin de leur permettre d'en entreprendre la réalisation par eux-mêmes. Une réalisation qui sera d'autant mieux réussie qu'ils auront mieux compris le comment et le pourquoi de chaque élément et de chaque circuit et par voie de conséquence qu'ils auront pu mener à bien la construction, pas à pas, de leur appareil en pleine connaissance de cause.

Nous n'avons pas voulu aborder trop longuement les matériels hautement professionnels ni par trop sophistiqués, nous bornant à mentionner leur existence afin de pouvoir détailler plus longuement les matériels qui sont à la portée des amateurs, que ce soit les utilisateurs de la bande 27 MHz ou les radioamateurs utilisant de préférence la bande voisine 28 à 30 MHz. Ces deux bandes décamétriques, qui sont très largement ouvertes aux débouchés les plus divers, et que nous avons essayé d'exposer ici, sont promises à un très bel avenir. Nous avons essayé d'être simples, clairs et précis tout en apportant un maximum de détails de réalisation et de mise au point. Nous avons, suivant notre habitude, tenté de démontrer que tout équipement à priori fort complexe, n'est, en fait, que l'association de circuits et de fonctions simples, qui peuvent être montées, essayées et mises au point séparément, de telle sorte que l'appareil, une fois achevé, ne soit plus ce grand point d'interrogation qu'il est pour beaucoup, mais un assemblage de petits circuits élémentaires, somme toute assez faciles à réaliser avec succès. Que tout débutant, s'il est un tant soit peu soigneux, puisse le réaliser et en tirer un maximum de satisfaction : tout notre but est là. En outre, sa fierté sera grande, car il n'est pas de plus sûre satisfaction que celle qui est issue d'un matériel que l'on a soi-même réalisé. Et comme il est important de bien savoir où l'on va et ce que l'on fait, le débutant tout comme l'amateur chevronné doit pouvoir disposer de moyens de contrôle et de mesures. Ces moyens, qui peuvent être très simples et peu onéreux sont indispensables, et c'est la raison pour laquelle nous avons présenté quelques réalisations de base à la portée de tout débutant et qui rendent les plus grands services.

La réglementation en matière de radiocommunication a été largement développée afin que nulle ambiguïté ne subsiste sur ce qui est possible ou interdit, tant sur la bande 27 MHz que sur sa voisine, la bande amateur dite des 10 mètres.

Et pour conclure cet ouvrage, nous voudrions rappeler que la courtoisie devrait être la règle générale aussi bien en « citizen band » qu'en trafic radioamateur. Il n'en est malheureusement pas toujours ainsi et c'est très malheureux, car les bandes ondes courtes sont très écoutées de par le monde, et l'image de marque donnée par le truchement d'un microphone devrait être et demeurer excellente. Il n'en est pas toujours ainsi : c'est dommage !

Puisque la radio est une fenêtre ouverte sur le monde, rappelons-nous que le monde est à l'écoute de nos QSO et qu'il nous juge à partir de nos émissions, aussi bien sur la qualité technique de celles-ci, que sur le contenu de nos messages.

Un esprit cordial, un désir d'entraide, une forme de camaraderie, qui étaient à l'origine de l'émission d'amateur, il y a plus de 50 ans, ne devraient pas subir les atteintes de l'âge, surtout en amateurisme où le mot d'amateur dérive directement du verbe « aimer ». Aimer la radio, certes, aimer ses applications, mais aimer aussi et surtout ses correspondants et tous ceux qui nous font l'amitié de nous écouter. Alors : de la tenue et de la correction !

Avec les amitiés bien cordiales et... les super 73 de

Pierre DURANTON
F3RJ

TABLEAU D'EQUIVALENCE DES TRANSISTORS MENTIONNES

Type	Polarité	Nature	Equivalences	Eventuellement
2 N 109	PNP	Germ.	2 N 217 2 N 1192	
2 N 188 A	PNP	Germ.	2 N 191 2 N 241 A	
2 N 384	PNP	Germ.	2 N 1225 2 N 1396	
2 N 647	NPN	Germ.	SK 3010 RT AC 181	
2 N 696	NPN	Sil.	2 N 2194 2 N 2194 A	
2 N 706	NPN	Sil.	2 N 753 BFY 19 BFY 37	
2 N 708	NPN	Sil.	2 N 914 2 N 2368	
2 N 741	PNP	Germ.	2 N 968 2 N 972	
2 N 914	NPN	Sil.	2 N 708 BSX 87 A	
2 N 918	NPN	Sil.	2 N 4253 2 N 4252	
2 N 930	NPN	Sil.	BFX 93 2 N 2432 A	
2 N 1225	PNP	Germ.	2 N 1066 2 N 1396	
2 N 1304	NPN	Germ.	2 N 1302 2 N 1624	
2 N 1305	PNP	Germ.	2 N 396 2 N 396 A	
2 N 1396	PNP	Germ.	2 N 1397 2 N 1066	
2 N 1484	NPN	Sil.	2 N 1486 2 N 2308	
2 N 1566	NPN	Sil.	2 N 736 2 N 735	
2 N 1889	NPN	Sil.	2 N 1974 BC 142	
2 N 2048	PNP	Germ.	2 N 2956 2 N 2048 A	
2 N 2219 A	NPN	Sil.	2 N 3678 2 SC 781	
2 N 2222	NPN	Sil.	2 N 2221 2 N 2540	
2 N 2369	NPN	Sil.	2 N 917-46 2 N 2368 2 N 4873	
2 N 2646 R	UJT	Sil.	TIS 43 2 N 4892	
2 N 2905	PNP	Sil.	BC 337	
2 N 2907	PNP	Sil.	BC 327	
2 N 2925	NPN	Sil.	BC 130	
2 N 2926 R	NPN	Sil.	BC 146	
2 N 2947	NPN	Sil.	BLY 81 BLY 87 2 N 5589 2 N 5847	
2 N 2950	NPN	Sil.	2 N 3553 40 290 40 305	
2 N 2951	NPN	Sil.	2 N 3866 2 N 4429 2 N 2218 2 N 2219	
2 N 3053	NPN	Sil.	2 N 2219 2 N 1131 2 N 3678	
2 N 3055	NPN	Sil.	2 N 3731 BU 106	
2 N 3375	NPN	Sil.	2 N 4012 2 SC 542	
2 N 3391	NPN	Sil.	BC 108 B TE 3391 BC 583 C BC 208 B	
2 N 3392	NPN	Sil.	BC 108 A TE 3392 BC 583 C BC 208 A	
2 N 3394	NPN	Sil.	BC 108 TE 3394 BC 583 C BC 208	
2 N 3440	NPN	Sil.	2 N 3440 S 2 N 4064 BUX 52	

Type	Polarité	Nature	Equivalences Eventuellement
2 N 3553	NPN	Sil.	40 290 40 305
2 N 3702	PNP	Sil.	2 N 5447 BSW 72
2 N 3708	NPN	Sil.	2 N 3709 AST 3708
2 N 3819	FET	Sil.	BF 245 BF 245 A TIS 88 2 N 3823
2 N 3823	FET	Sil.	2 N 4223 2 N 4223 A BF 245 A TIS 88
2 N 3866	NPN	Sil.	2 N 3866 A JAN 3866 A 2 N 4429
2 N 4401	NPN	Sil.	2 N 3903 2 N 4400
2 N 4416	UJT	Sil.	2 N 4416 A 2 N 4224 2 N 4223 2 N 5486 TIS 43
2 N 4894	PNP	Sil.	MU 4894 2 N 4949
2 N 4996	NPN	Sil.	2 N 4997 2 N 4254 2 N 4255
2 N 5130	NPN	Sil.	2 N 3983 2 N 3984 2 N 3563
2 N 5179	NPN	Sil.	2 N 6389 2 N 3572 2 N 3571
2 N 5354	PNP	Sil.	2 N 2696
2 N 5459	FET	Sil.	2 N 3819 2 N 3823 MEF 5459 BF 245 BF 245 A
2 N 5486	FET	Sil.	2 N 5459 MEF 5486 2 N 3819 BF 245 2 N 3823
2 N 5643	NPN	Sil.	BLX 94 A
2 N 5655	NPN	Sil.	BD 157
2 SB 463	PNP	Sil.	BC 419 BD 136 BD 138 BD 140
2 SC 34	NPN	Sil.	2 N 930 BF 184 BF 254
2 SC 106	NPN	Sil.	2 SC 1975
2 SC 371	NPN	Sil.	2 SC 829 BF 254
2 SD 372	NPN	Sil.	2 SC 828 BF 254 BC 108
2 SC 388	NPN	Sil.	2 N 918 BF 184 BF 254
2 SC 481	NPN	Sil.	2 SC 1017
2 SC 828	NPN	Sil.	2 SC 372 BF 254 BC 108
2 SC 829	NPN	Sil.	2 SC 371 BF 254
2 SC 1017	NPN	Sil.	2 SC 481
2 SC 1975	NPN	Sil.	2 SC 106
2 SD 359	NPN	Sil.	BD 115 BD 135 BD 137 BD 139
3 N 187	FET	Sil.	40 673
72 T 2	NPN	Sil.	2 N 3553
AC 125	PNP	Germ.	2 SB 348 AC 184
AC 127	NPN	Germ.	AC 181 ASY 74
AC 128	PNP	Germ.	AC 180 AC 153 K
AC 132	PNP	Germ.	AC 180 2 SB 371
ACY 20	PNP	Germ.	2 N 2100 2 SB 382
AD 149	PNP	Germ.	ADY 27 2 N 234 A
AF 102	PNP	Germ.	AF 202 AF 178
AF 114	PNP	Germ.	AF 117 2 N 384
AF 115	PNP	Germ.	AF 116 OC 170
AF 116	PNP	Germ.	AF 115 OC 170
AF 118	PNP	Germ.	2 N 1225 SFT 358
AF 124	PNP	Germ.	AF 117 2 N 384
AF 125	PNP	Germ.	AF 117 2 N 384
AF 126	PNP	Germ.	AF 117 2 N 384
AF 134	PNP	Germ.	2 SA 104 2 N 1726

Type	Polarité	Nature	Equivalences Eventuellement
AF 135	PNP	Germ.	2 SA 104 2 N 1726
AF 139	PNP	Germ.	AF 239 AF 279
AF 240	PNP	Germ.	AF 239 S AF 239
AFY 19	PNP	Germ.	2 N 2095 2 SA 374
BC 107	NPN	Sil.	BSW 43 A BC 207
BC 108	NPN	Sil.	BC 583 C BC 208 2 N 2484
BC 109	NPN	Sil.	BC 182 B BC 209
BC 121	NPN	Sil.	2 N 3493 2 SC 674
BC 148	NPN	Sil.	BC 148 B BC 149 B BC 408
BC 170 A	NPN	Sil.	2 N 3844 BC 109 A
BC 208 B	NPN	Sil.	BC 108 B BC 238 B
BC 209	NPN	Sil.	BC 109 BC 239
BC 317	NPN	Sil.	BC 237 B BC 237
BC 322	PNP	Sil.	BC 322 C BC 179 B BCY 72
BC 337	NPN	Sil.	2 N 2218 A 2 N 2219 A
BD 137	NPN	Sil.	BD 135 BD 139 BC 147
BF 152	NPN	Sil.	BF 184 BF 194 BF 254
BF 161	NPN	Sil.	2 N 2218 2 N 3553
BF 167	NPN	Sil.	BF 173 BF 185 BF 195
BF 173	NPN	Sil.	BF 167 BF 195 BF 255
BF 179	NPN	Sil.	BU 106 BU 108 BU 126
BF 184	NPN	Sil.	BF 173 BF 167 BF 195 BF 254
BF 194	NPN	Sil.	BF 254 BF 184 2 N 930
BF 245	FET	Sil.	2 N 3819 2 N 3823 BF 247
BF 254	NPN	Sil.	BF 173 BF 167 BF 195 BF 255
BF 495	NPN	Sil.	BF 184 BF 254 BF 194
BLY 87	NPN	Sil.	2 N 5847 BLY 81 2 N 5589
BCY 33	PNP	Sil.	2 N 1991 2 N 2905 2 N 1925
BSW 22	PNP	Sil.	BSW 45 BSW 21 2 N 2905 2 N 2907
C 784	NPN	Sil.	BF 184 BF 194 BF 254
C 784	NPN	Sil.	BF 184 BF 194 BF 254
C 828 R 89	NPN	Sil.	BF 254 BF 189
D 29 A 5	PNP	Sil.	2 N 5366 2 N 5379 2 N 2905
MM 1552	NPN	Sil.	2 N 5590 2 N 5646 MRF 603
MPF 102	FET	Sil.	2 N 3819 2 N 3823 TIS 88
MRF 449 A	NPN	Sil.	2 N 5590 2 N 5646 MRF 603
OC 44	PNP	Germ.	OC 43 SFT 308 2 SA 343
OC 171	PNP	Germ.	AF 125 AF 134 2 SA 104 2 N 1726
PT 5741	NPN	Sil.	2 N 5590 2 N 5646 MRF 603
R 425	PNP	Sil.	2 N 2905 2 N 2907
SFT 323	PNP	Germ.	2 N 653 2 N 321
SFT 353	PNP	Germ.	SFT 353 RA SFT 353 BE
SFT 358	PNP	Germ.	SFT 354 2 SA 344 AF 125 AF 117 2 N 384
TIS 34	FET	Sil.	TIS 88 2 N 4416 2 N 3819 2 N 3823
TIS 88	FET	Sil.	TIS 34 2 N 3823 2 N 3819
TIS 97	NPN	Sil.	BFY 26 2 N 3946

Type	Polarité	Nature	Equivalences	Eventuellement
TJA 0117	NPN	Sil.	2 N 930 BC 108 BC 109 BC 130	
40 231	NPN	Sil.	2 N 930 BC 108 BC 109	
40 251	NPN	Sil.	2 N 3053 2 N 3055	
40 309	NPN	Sil.	2 N 2222 2 N 930 2 N 914	
40 310	NPN	Sil.	2 N 2222 2 N 2218 2 N 2219	
40 673	MOS-FET	Sil.	3 N 187	

Note : les équivalences données dans ce tableau ne sont pas obligatoirement des équivalences strictes, mais des équivalences fonctionnelles compte tenu des applications envisagées pour chaque transistor. Celà revient à dire que si l'on ne trouve pas le transistor prévu dans le schéma considéré et que l'on doive utiliser un équivalent, on prendra de préférence le transistor le plus à gauche possible dans la colonne des équivalences. Il n'y aura pas en principe à modifier la valeur des autres composants et la fonction prévue sera assurée. Les performances du montage pourront cependant en être plus ou moins altérées et ce d'autant plus que le transistor utilisé s'écartera d'avantage du transistor prévu initialement.

AÇHEVÉ D'IMPRIMER
SUR LES PRESSES DE LA
SOCIÉTÉ PARISIENNE
D'IMPRIMERIE
70, rue Compans - 75019 PARIS
Dépot légal : 1er trimestre 1981
N° éditeur : 313 - N° imprimeur : 64

APPLICATIONS DU 27 MHz
et de la bande amateur 28-30 MHz

La bande des 27 MHz a de nombreuses utilisations : CB, radiotéléphone, télécommande amateur et professionnelle, etc. Comme ses caractéristiques sont très proches de la bande amateur des 28-30 MHz, les montages proposés sont valables dans les deux cas. La partie technique est précédée du rappel des réglementations en vigueur, y compris celle de la CB.

Principaux montages :

Récepteurs-Goniométrie ■ Convertisseurs ■ Préamplificateurs d'antenne ■ Amplificateurs BF ■ Multiplicateur de Q ■ Détecteurs de produit ■ Antiparasites ■ S-mètres ■ Balise ■ Emetteurs AM et FM ■ Amplificateurs linéaires ■ Bipper ■ Alimentations ■ Appareils commerciaux ■ Télécommande ■ Récepteurs scanners ■ Radiotélétypes, téléimprimeurs, télégraphie automatique ■ Fac-simile, SSTV, TV amateur, TV numérique ■ Communications spatiales, satellites, relais, répéteurs, balises ■ Antennes ■ Appareils de mesure ■ Code de trafic.